



TESIS DOCTORAL

Contribución a la ecualización de señal en sensores basados en modulación Sigma-Delta

Autora: Laura Conesa-Peraleja Ruano

Directora: Susana Patón Álvarez

DOCTORADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA

Departamento de Tecnología Electrónica

Universidad Carlos III de Madrid

Leganés, Abril 2018

TESIS DOCTORAL

**Contribución a la ecualización de señal en
sensores basados en modulación Sigma-Delta**

Autora: Laura Conesa-Peraleja Ruano

Directora: Susana Patón Álvarez

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente:

Vocal:

Secretario:

Calificación:

Leganés, de de

Índice de Contenido

Lista de Figuras	ix
Lista de Tablas.....	xv
Lista de Abreviaturas	xvii
Lista de Publicaciones.....	xix
Resumen.....	xxi
Abstract.....	xxiii
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1 Contexto y motivación.....	1
1.2 Objetivo.....	2
1.3 Organización del documento.....	3
Capítulo 2. Técnicas de ecualización de señal en convertidores Analógico-Digitales sobremuestreados	5
2.1 Convertidores Analógico-Digitales sobremuestreados.....	5
2.2 Micrófono digital	9
2.3 Técnicas de ecualización de señal para mitigar la sensibilidad a interferencias en receptores de radio.....	12
2.4 Técnicas de ecualización de señal en un micrófono para captar señales ultrasónicas.....	17
2.5 Técnicas de ecualización de señal en convertidores sobremuestreados para evitar la saturación del cuantificador	20
2.6 Conclusiones.....	23
Capítulo 3. Extensión de la banda de un ADC de audio para el procesado de señales ultrasónicas	25
3.1 Técnica de ecualización con mínimo consumo de potencia.....	26
3.2 Impacto sobre la STF.....	28

3.3	Impacto en la estabilidad del lazo	40
3.4	Impacto en la linealidad del ADC	43
3.5	Impacto en el consumo de potencia.....	46
3.6	Comparativa de las diferentes soluciones de ecualización.....	48
3.7	Conclusiones	53
Capítulo 4.	Herramienta de ayuda al diseño	55
4.1	Objetivo y especificaciones.....	55
4.2	Metodología.....	58
4.2.1	Introducción de datos por parte del usuario en la herramienta software.....	60
4.2.2	Fase 1: cálculos previos.....	60
4.2.3	Fase 2: evaluación del SDM para un tono de entrada y diferentes BWs.....	61
4.2.4	Fase 3: evaluación del DR del SDM en el BW extendido.....	64
4.2.5	Fase 4: obtención de diferentes combinaciones de coeficientes <i>feedforward</i> que cumplen las especificaciones	64
4.2.6	Elección por parte del usuario de una combinación de coeficientes	66
4.2.7	Evaluación del SDM con los nuevos coeficientes <i>feedforward</i> añadidos.....	66
4.3	Ejemplo de utilización de la herramienta software.....	67
4.4	Conclusiones.....	80
Capítulo 5.	Aplicación de la técnica de ecualización propuesta a un caso práctico.....	83
5.1	Especificaciones del SDM	83
5.2	SDM inicial diseñado para el micrófono MEMS.....	84
5.3	Modificaciones del SDM para procesar señales de ultrasonidos.....	91
5.3.1	Aplicación de la técnica de ecualización propuesta en esta tesis	94
5.3.2	Modificación del fondo de escala del SDM de referencia.....	98

5.3.3 Modificación de la resonancia de la NTF	111
5.4 SDM propuesto	115
5.5 Conclusiones	116
Capítulo 6. Conclusiones.....	117
6.1 Aportaciones	119
6.2 Trabajos futuros	120
Bibliografía.....	121

Lista de Figuras

<i>Figura 2.1 Diagrama de bloques conceptual de un ADC.....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 2.2 a) Diagrama de bloques de un SDM de tiempo discreto, b) modelo lineal equivalente.....</i>	<i>7</i>
<i>Figura 2.3 Estructura básica de un micrófono MEMS [9]</i>	<i>10</i>
<i>Figura 2.4 Esquema básico de un micrófono MEMS integrado [10].....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 2.5 Diagrama de bloques simplificado de la interfaz de un receptor de radio</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2.6 Comparación del espectro de salida de un SDM para el enfoque convencional en cascada LPF-SDM y un filtering ADC [16].....</i>	<i>13</i>
<i>Figura 2.7 Diferentes configuraciones para embeber un LPF y su camino de compensación en un SDM: a) Paralelo, b) Serie</i>	<i>14</i>
<i>Figura 2.8 Diagrama de bloques genérico de un filtering ADC con el SDM embebido en el filtro</i>	<i>16</i>
<i>Figura 2.9 Ejemplo genérico de ecualizador de ultrasonidos</i>	<i>19</i>
<i>Figura 2.10 FFT de la salida del SDM (azul), ruido del PDM (rojo) y FFT de la salida del SDM con ecualizador (verde)</i>	<i>19</i>
<i>Figura 2.11 Ejemplo de SDM de tiempo continuo de tercer orden con una topología de realimentación (feedback) en función de sus coeficientes.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2.12 Modelo genérico de un SDM de tiempo continuo de tercer orden y coeficientes feedback y feedforward.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 3.1 SDM de tiempo discreto con una arquitectura CRFB de (a) segundo y (b) tercer orden [29].....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 3.2 Circuito en capacidades conmutadas equivalente para un SDM CRFB de tiempo discreto de segundo orden con el coeficiente feedforward b_2.....</i>	<i>27</i>
<i>Figura 3.3 Modificación simbólica de la STF para procesar señales en un BW extendido [30]</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3.4 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y la NTF (derecha) para un SDM de segundo orden standard.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 3.5 Magnitud de la respuesta en frecuencia STF y NTF de un SDM de segundo orden standard</i>	<i>34</i>

<i>Figura 3.6 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y la NTF (derecha) para el SDM de segundo orden con BW extendido</i>	<i>34</i>
<i>Figura 3.7 Magnitud de la respuesta en frecuencia STF y NTF de un SDM de segundo orden con BW extendido</i>	<i>35</i>
<i>Figura 3.8 Espectro de salida del SDM con BW extendido</i>	<i>36</i>
<i>Figura 3.9 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y NTF (derecha) del SDM inicial de tercer orden</i>	<i>37</i>
<i>Figura 3.10 Respuesta en frecuencia de la STF y la NTF del SDM inicial de tercer orden .</i>	<i>37</i>
<i>Figura 3.11 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y la NTF (derecha) para el SDM de tercer orden con BW extendido</i>	<i>38</i>
<i>Figura 3.12 Magnitud de la respuesta en frecuencia STF y NTF del SDM de tercer orden con BW extendido</i>	<i>38</i>
<i>Figura 3.13 Espectro de salida del SDM de tercer orden con BW extendido</i>	<i>39</i>
<i>Figura 3.14 Rangos dinámicos teórico y simulado para el SDM de tercer orden</i>	<i>40</i>
<i>Figura 3.15 Modelado lineal de la ganancia del cuantificador</i>	<i>40</i>
<i>Figura 3.16 Ganancias del cuantificador modelado como elemento lineal para una entrada al 80% del BW extendido.....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 3.17 Rango dinámico para ilustrar el valor de la MSA del SDM para una entrada al 80% del BW extendido.....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 3.18 Variables de estado del SDM de tercer orden tras escalar sus coeficientes</i>	<i>44</i>
<i>Figura 3.19 STFs para diferentes valores de los coeficientes feedforward</i>	<i>45</i>
<i>Figura 3.20 DRs para diferentes valores de los coeficientes feedforward a una frecuencia de entrada al 80% del BW extendido</i>	<i>46</i>
<i>Figura 3.21 Circuito de un integrador en capacidades conmutadas</i>	<i>46</i>
<i>Figura 3.22 Comparación del SDM standard con adición de b_2, con el SDM con filtro embebido en paralelo y con el SDM con filtro embebido en serie (Figura 2.7).....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 3.23 Filtro embebido en el SDM para ecualizar la señal</i>	<i>51</i>
<i>Figura 3.24 STFs y NTFs comparando diferentes técnicas de ecualización.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 3.25 Espectro de salida comparando las diferentes técnicas de ecualización</i>	<i>52</i>
<i>Figura 3.26 DR comparando las diferentes técnicas de ecualización.....</i>	<i>52</i>

<i>Figura 4.1 Diagrama de flujo genérico de la herramienta software.....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 4.2 Diagrama de flujo de la fase 1 de la herramienta software</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4.3 Diagrama de flujo de la fase 2 de la herramienta software</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4.4 Diagrama de flujo de la fase 3 de la herramienta software</i>	<i>64</i>
<i>Figura 4.5 Diagrama de flujo de la fase 4 de la herramienta software</i>	<i>65</i>
<i>Figura 4.6 Magnitud de la respuesta en frecuencia de la STF y la NTF del SDM inicial</i>	<i>68</i>
<i>Figura 4.7 Diagrama de polos/ceros de la STF y la NTF del SDM inicial.....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 4.8 MSA en función del BW para el SDM inicial</i>	<i>69</i>
<i>Figura 4.9 SNR en función del BW para el SDM inicial (SNR máxima en azul y SNR_{tono} en rojo)</i>	<i>70</i>
<i>Figura 4.10 Espectro de salida del SDM inicial para un tono de -15dB en el BW_{ext}</i>	<i>70</i>
<i>Figura 4.11 DR teórico (azul) frente al DR simulado (rojo).....</i>	<i>71</i>
<i>Figura 4.12 Respuesta en frecuencia de diferentes STFs para diferentes combinaciones de coeficientes b</i>	<i>73</i>
<i>Figura 4.13 Diagrama polos/ceros de diferentes STFs para diferentes combinaciones de coeficientes b</i>	<i>74</i>
<i>Figura 4.14 Ejemplos de STFs obtenidas con la herramienta.....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 4.15 Diagrama de polos/ceros para los ejemplos de STFs.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 4.16 MSA en función del BW para diferentes combinaciones de coeficientes b</i>	<i>75</i>
<i>Figura 4.17 SNR_{tono} en función del BW para diferentes combinaciones de coeficientes b ..</i>	<i>76</i>
<i>Figura 4.18 Magnitud de la respuesta en frecuencia de la STF y la NTF del SDM extendido</i>	<i>77</i>
<i>Figura 4.19 Diagrama de polos/ceros del SDM extendido</i>	<i>77</i>
<i>Figura 4.20 MSA frente al BW para el SDM extendido</i>	<i>78</i>
<i>Figura 4.21 SNR_{max} (azul) y SNR_{tono} (rojo) frente al BW para el SDM extendido</i>	<i>79</i>
<i>Figura 4.22 Espectro de salida del SDM extendido</i>	<i>79</i>
<i>Figura 4.23 DR teórico (azul) frente al simulado (rojo) del SDM extendido</i>	<i>80</i>
<i>Figura 5.1 Circuito de referencia del MEMS con el SDM [12].....</i>	<i>84</i>

<i>Figura 5.2 Diagrama de bloques del SDM de referencia</i>	<i>85</i>
<i>Figura 5.3 Modelo del SDM de referencia.....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 5.4 Circuito simplificado del filtro del bucle del SDM de referencia.....</i>	<i>86</i>
<i>Figura 5.5 Primer integrador del SDM de referencia.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura 5.6 Segundo integrador del SDM de referencia</i>	<i>87</i>
<i>Figura 5.7 Tercer integrador del SDM de referencia</i>	<i>88</i>
<i>Figura 5.8 Respuesta en frecuencia de la NTF y la STF del SDM de referencia</i>	<i>89</i>
<i>Figura 5.9 Diagrama de polos y ceros de la NTF y la STF del SDM de referencia.....</i>	<i>89</i>
<i>Figura 5.10 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono de entrada al final del BW_{mic} y una amplitud de $94dB_{SPL}$.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 5.11 DR del SDM de referencia para una frecuencia al final de BW_{mic}.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 5.12 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos</i>	<i>92</i>
<i>Figura 5.13 DR del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos...</i>	<i>93</i>
<i>Figura 5.14 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono en la mitad de la banda de ultrasonidos.....</i>	<i>93</i>
<i>Figura 5.15 Modelo del SDM de referencia modificado para ultrasonidos</i>	<i>94</i>
<i>Figura 5.16 Magnitud y fase del cero s_1 de la STF.....</i>	<i>95</i>
<i>Figura 5.17 Magnitud y fase del cero s_2 de la STF.....</i>	<i>95</i>
<i>Figura 5.18 Magnitud de s_1 y s_2 de la STF pertenecientes al círculo unidad</i>	<i>96</i>
<i>Figura 5.19 Combinaciones b_2-b_3 que producen un aumento de la STF de aproximadamente 12dB a 100KHz.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura 5.20 Combinaciones b_2-b_3 en 2-D.....</i>	<i>97</i>
<i>Figura 5.21 Respuesta en frecuencia del SDM de referencia con $120dB_{SPL}$ de fondo de escala</i>	<i>99</i>
<i>Figura 5.22 Diagrama de polos y ceros de la nueva STF de referencia con $120dB_{SPL}$ de fondo de escala.....</i>	<i>99</i>
<i>Figura 5.23 Espectro de salida del SDM de referencia para $120dB_{SPL}$.....</i>	<i>100</i>

<i>Figura 5.24 DR del SDM de referencia para $120\text{dB}_{\text{SPL}}$</i>	<i>100</i>
<i>Figura 5.25 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos</i>	<i>101</i>
<i>Figura 5.26 DR del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos.</i>	<i>102</i>
<i>Figura 5.27 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono en la mitad de la banda de ultrasonidos.....</i>	<i>102</i>
<i>Figura 5.28 Respuesta en frecuencia del SDM modificado para ultrasonidos.....</i>	<i>104</i>
<i>Figura 5.29 Diagrama de polos y ceros del SDM modificado para ultrasonidos</i>	<i>104</i>
<i>Figura 5.30 Espectro de salida del $\text{SDM}_{\text{ultra}}$ para un tono de $-40\text{dB}_{\text{fs}}@50\text{kHz}$.....</i>	<i>105</i>
<i>Figura 5.31 Espectro de salida del $\text{SDM}_{\text{ultra}}$ para un tono de $-40\text{dB}_{\text{fs}}@100\text{kHz}$.....</i>	<i>105</i>
<i>Figura 5.32 DR del $\text{SDM}_{\text{ultra}}$ para un tono a 50kHz.....</i>	<i>106</i>
<i>Figura 5.33 DR del $\text{SDM}_{\text{ultra}}$ para un tono a 100kHz.....</i>	<i>106</i>
<i>Figura 5.34 Espectro de salida para un tono de $-26\text{dB}_{\text{fs}}@10\text{kHz}$</i>	<i>107</i>
<i>Figura 5.35 Espectro de salida para un tono de $-26\text{dB}_{\text{fs}}@20\text{kHz}$</i>	<i>107</i>
<i>Figura 5.36 DR del SDM para un tono a 10kHz.....</i>	<i>108</i>
<i>Figura 5.37 DR del SDM para un tono a 20kHz.....</i>	<i>108</i>
<i>Figura 5.38 Circuito del filtro del bucle añadiendo b_2.....</i>	<i>109</i>
<i>Figura 5.39 Segundo integrador del SDM modificado para ultrasonidos.....</i>	<i>110</i>
<i>Figura 5.40 Espectro de salida para señales de audio tras modificar g</i>	<i>112</i>
<i>Figura 5.41 Espectro de salida para señales de ultrasonidos tras modificar g.....</i>	<i>112</i>
<i>Figura 5.42 DR del SDM para señales de audio tras modificar g.....</i>	<i>113</i>
<i>Figura 5.43 DR del SDM para señales de ultrasonidos tras modificar g</i>	<i>113</i>
<i>Figura 5.44 Variables de estado para una señal en la banda de audio</i>	<i>114</i>
<i>Figura 5.45 Variables de estado para una señal en la banda de ultrasonidos.....</i>	<i>114</i>
<i>Figura 5.46 SDM propuesto</i>	<i>115</i>

Lista de Tablas

<i>Tabla 3.1 Coeficientes de SDMs de segundo orden</i>	<i>33</i>
<i>Tabla 3.2 Coeficientes de SDMs de tercer orden</i>	<i>36</i>
<i>Tabla 3.3 Comparación cualitativa de diferentes técnicas de ecualización.....</i>	<i>53</i>
<i>Tabla 4.1 Datos de entrada y salida finales de la herramienta.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 4.2 Datos de salida intermedios de la herramienta (con resultados teóricos y resultados de simulación)</i>	<i>58</i>
<i>Tabla 4.3 Datos de entrada y salida finales de la herramienta.....</i>	<i>67</i>
<i>Tabla 5.1 Coeficientes del SDM de referencia para el nuevo fondo de escala</i>	<i>98</i>
<i>Tabla 5.2 Coeficientes del SDM modificado para ultrasonidos</i>	<i>103</i>

Lista de Abreviaturas

ADC Convertidor Analógico-Digital/Analog-to-Digital Converter

BW ancho de banda/Bandwidth

CMOS complementary metal-oxide-semiconductor

CRFB Cascade-of-resonators Feedback form/Cascada de resonadores en topología de realimentación

DAC Digital-to-Analog Converter/Convertidor Digital-Analógico

DDC Digital-to-Digital Converter

DR Rango Dinámico/Dynamic Range

FFT Fast Fourier Transform

FIR Finite Impulse Response/Respuesta al impulso finita

GPS Global Positioning System

HPF High-Pass-Filter/Filtro paso alto

LNA Low-Noise-Amplifier/amplificador de bajo ruido

LO Local Oscillator/Oscilador Local

LPF Low-Pass Filter/Filtro paso bajo

LTI Linear Time Invariant/Lineal Invariante en el Tiempo

MEMS Microelectromechanical Systems

MSA Maximum Stable Amplitude/amplitud máxima estable

NTF Función de Transferencia del Ruido/Noise Transfer Function

OPAMP Amplificador Operacional

OSR relación de sobremuestreo/Oversampling Ratio

PDM Pulse Density Modulator

RX Receptor de radio

S&H Sample and Hold

SDM Modulador Sigma-Delta/Sigma-Delta Modulator

SNR Relación Señal-Ruido/Signal-to-Noise Ratio

SPL nivel de presión del sonido/Sound-Pressure-Level

SR Slew Rate

STF Función de Transferencia de la Señal/Signal Transfer Function

Lista de Publicaciones

Patentes:

Paton Alvarez, Susana; Conesa-Peraleja Ruano, Laura; Straeussnigg, Dietmar; Wiesbauer, Andreas. "Bandwidth extension of oversampled analog-to-digital converters by means of gain boosting". U.S. Patent Application 14/873,939, 02 Oct. 2015.

Artículos en Actas de Congreso:

L. Conesa-Peraleja, S. Paton, D. Straeussnigg and A. Wiesbauer, "Signal boosting to extend the bandwidth of oversampled converters," *2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Monte Carlo, 2016, pp. 600-603.

L. Conesa-Peraleja, S. Paton, D. Straeussnigg and A. Wiesbauer, "Bandwidth extension of oversampled Analog-to-Digital converters by means of gain boosting," *2016 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, Granada, 2016, pp. 1-6.

J. A. Torreño, S. Paton, L. Conesa-Peraleja, L. Hernandez and D. Straeussnigg, "A noise coupled $\Sigma\Delta$ architecture using a Non Uniform Quantizer," *2015 Nordic Circuits and Systems Conference (NORCAS): NORCHIP & International Symposium on System-on-Chip (SoC)*, Oslo, 2015, pp. 1-4.

L. Conesa-Peraleja and S. Paton, "Time difference amplifiers to improve the dynamic range of MASH time encoded ADCs," *2014 IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, College Station, TX, 2014, pp. 177-180.

L. Conesa-Peraleja, J. A. Torreño, S. Patón, E. Gutierrez, L. Hernández; " An Empirical Analysis of PWM Based ADCs" *2013 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, San Sebastián, 2013.

E. Gutierrez, L. Hernández, L. Conesa-Peraleja, S. Patón, J. A. Torreño; "A MASH Oversampled ADC based on Gated Ring Oscillators" *2013 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, San Sebastián, 2013.

Resumen

El trabajo de investigación de esta tesis doctoral consiste en obtener una arquitectura de Convertidor Analógico-Digital (ADC) que sea capaz de procesar señales en dos bandas de frecuencia diferentes (tanto en la banda de audio como en la banda de ultrasonidos) de la manera más eficiente posible en consumo de potencia y área. Implementar un nuevo ADC que permita esta funcionalidad es costoso y requeriría el diseño desde el inicio de todos los componentes que lo forman, por lo que, como alternativa, se propone realizar la modificación de un ADC previamente diseñado e integrado con un micrófono digital para su uso en aplicaciones de ultrasonidos. Este ADC está optimizado para su funcionamiento en la banda de audio por lo que no cumpliría las especificaciones necesarias para la banda de ultrasonidos, siendo necesario variar su comportamiento en dicha banda, sin alterar su comportamiento en la banda de audio. Tras estudiar diferentes técnicas que permiten la modificación del ADC, la opción más eficiente consiste en amplificar la señal en la banda de ultrasonidos mediante la adición de una serie de coeficientes *feedforward*. Estos coeficientes modifican la función de transferencia de la señal sin afectar al ruido del ADC.

Una vez propuesta la técnica que permite procesar señales en ambas bandas de frecuencia, se realizan una serie de estudios teóricos para analizar cuál es el impacto de dicha técnica en el ADC, en términos de estabilidad, linealidad y consumo de potencia.

La obtención de los coeficientes *feedforward* necesarios para obtener una determinada mejora en la banda de ultrasonidos del ADC no es una tarea sencilla, por lo que en esta tesis se ha diseñado una herramienta que permite ayudar en el diseño de estos coeficientes de manera que se pueda conseguir la especificación requerida. Esta herramienta consta de diferentes fases en las que se realizan una serie de cálculos teóricos y simulaciones hasta la obtención de los valores de los nuevos coeficientes *feedforward*.

Finalmente, la técnica propuesta ha sido evaluada mediante un caso práctico de aplicación a un ADC de tercer orden implementado para un micrófono digital. Este ADC ha sido modificado de manera que puede ser empleado tanto para audio como para ultrasonidos, aprovechando la respuesta en frecuencia del sensor MEMS, con una adición de hardware mínima, tan solo un condensador y dos interruptores. La técnica de ecualización se ha combinado con otras técnicas adicionales que han permitido su aplicación práctica a nivel de circuito.

Abstract

The research work of this doctoral thesis consists of getting an architecture of Analog-to-Digital Converter (ADC) that is able to process signals in two different frequency bands (the audio band and the ultrasound band) in an effective way in terms of power consumption and area. Implementing a new ADC that allows this functionality is expensive and requires the design from the start of all its components. For this reason, this thesis proposes, as an alternative, to modify an ADC previously designed and integrated with a digital microphone to use it in ultrasound applications. This ADC is optimized for its operation in the audio band, not satisfying the specifications needed for the ultrasound band. It is necessary to vary its behavior in the ultrasound band without changing its behavior in the audio band. After studying different techniques that allow the modification of the ADC, the most efficient option consists of amplifying the signal in the ultrasound band adding some feedforward coefficients. These coefficients modify the signal transfer function without affecting the noise of the ADC.

Once proposed the technique that allows to process signals in both frequency bands, some theoretical studies are realized to analyze which is the impact of the technique in the ADC in terms of stability, linearity and power consumption.

Obtaining the feedforward coefficients needed to reach a certain improvement in the ultrasound band of the ADC is not an easy task, so that in this thesis a tool has been designed for helping in the design of the coefficients to reach the required specification. This tool consists of different phases in which some theoretical calculations and simulations have been realized until obtaining the values of the new feedforward coefficients.

Finally, the proposed technique has been evaluated through a practical case of application to a third order ADC, initially implemented for audio applications. This ADC has been modified so that it can be used for both audio and ultrasound applications, taking advantage the MEMS frequency response, with the minimum hardware addition, only a capacitor and two switches. This equalization technique has been combined with other additional techniques that allow its practical application at circuit level.

Capítulo 1. Introducción

1.1 Contexto y motivación

Actualmente, los dispositivos portátiles tales como teléfonos móviles o *tablets* están presentes en el día a día de millones de personas de todo el mundo. Estos dispositivos son empleados en innumerables tareas a lo largo del día, tanto por trabajo como por ocio. Dichas tareas enmarcan desde las más sencillas como realizar llamadas, enviar mensajes, hacer fotografías o escuchar música, hasta tareas más complejas como navegar por Internet o utilizar el GPS (“Global Positioning System”) para desplazarse a un lugar, entre muchas otras. Para realizar muchas de estas tareas es necesario que el teléfono móvil sea capaz de captar las ondas sonoras mediante el micrófono, procesarlas, enviarlas a otro teléfono móvil y transmitir la información a través de un auricular o un altavoz. Teniendo en cuenta que las ondas de voz son analógicas y que el procesamiento se hace de forma digital, es necesaria la presencia de al menos un Convertidor Analógico-Digital (ADC de “Analog-to-Digital Converter”) en el dispositivo móvil. Debido a que la batería de los teléfonos móviles no es infinita y que además ha de emplearse para muchas acciones simultáneamente, se requiere que el consumo de potencia del ADC sea el mínimo posible. Por otro lado, los dispositivos móviles cada vez integran más funcionalidades, como la lectura de la huella dactilar, el reconocimiento facial, pantallas cada vez más grandes, cámaras de mejor calidad con componentes más específicos, etc., pero a su vez se quiere que sean lo más compactos posible considerando al mismo tiempo su ergonomía. Es por esto por lo que el área ocupada por cada uno de estos componentes que se integran en los dispositivos es crítica, por lo que el tamaño del ADC ha de ser el mínimo posible.

Tanto el mercado como la tecnología actuales evolucionan por lo que se integran nuevas funcionalidades, que además proporcionan a una marca un toque de distinción a la hora de competir con otras. Es por ello que funciones como puedan ser detectar el posicionamiento de objetos o la direccionalidad en el movimiento de un objeto estén a la orden del día en las tareas de investigación de las empresas líderes del sector. Actualmente es bastante común ser capaces de controlar los dispositivos móviles mediante comandos de voz; sin embargo, ser capaces de detectar tanto posicionamiento como direccionalidad de un objeto podría permitir que además del control por voz se pudiera realizar un control mediante gestos, como los de una mano. Teniendo en cuenta los requisitos de bajo consumo de potencia y bajo uso de área que se han expuesto anteriormente, sería muy útil que tanto el control por voz como el control por gestos pudieran realizarse a través del mismo transductor. Los teléfonos móviles ya incluyen, evidentemente, un micrófono para recoger la voz durante las llamadas. Por tanto, resultaría un gran avance ser capaces de emplear dicho transductor para detectar el posicionamiento y la direccionalidad de los que se ha hablado, sin necesidad de implementar sensores adicionales. Esto podría realizarse empleando dicho micrófono para captar señales de ultrasonidos que informasen sobre la posición y el movimiento del objeto.

Siendo esto posible por parte del micrófono, habría que modificar el hardware que procesa esas señales recibidas, ya que hasta el momento está únicamente diseñado para su utilización en audio. Entre este hardware se encuentra el ADC que procesa las señales de audio obtenidas mediante el micrófono, que habría de ser modificado para procesar también señales a mayores frecuencias: las frecuencias de ultrasonidos.

Esta tesis se centra en cómo un ADC diseñado para procesar señales de audio puede ser modificado para que sea capaz de funcionar también con señales de ultrasonidos. Las señales de ultrasonidos tienen una frecuencia mayor que las de audio, aquellas para las que nuestro ADC original estaba diseñado. De no modificar el ADC, encontraríamos señales de ultrasonidos mezcladas con ruido a altas frecuencias. Por este motivo, se debe extender el rango de frecuencias en el que el ADC presenta poco ruido para poder diferenciar las señales de ultrasonidos. Debido a que la modificación del ruido implicaría un nuevo diseño del ADC, otra manera de diferenciar la señal del ruido a esas frecuencias podría ser amplificando la amplitud de la señal en dichas frecuencias, sin afectar a las frecuencias de audio. Esta amplificación puede realizarse ecualizando la señal en función de su frecuencia. Para ello es importante estudiar diferentes técnicas de ecualización y, tras ello, se propone una técnica de ecualización considerada la más eficiente en consumo de potencia y área. Además se propone una herramienta que ayuda en el diseño de las modificaciones del ADC correspondiente, ya que esta elección no es trivial. Y por último se desarrolla un ejemplo real de aplicación en el que se utiliza la técnica propuesta. Se realizará la modificación del ADC que procesa las señales de audio captadas por el micrófono de un dispositivo móvil, para que sea capaz de procesar señales de ultrasonidos de la forma más eficiente posible en potencia y área.

Este ejemplo real de aplicación, se realizó en el marco de un proyecto de colaboración del grupo de Microelectrónica del Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid con la empresa multinacional Infineon Technologies.

1.2 Objetivo

El objetivo general de esta tesis doctoral consiste en modificar un ADC previamente diseñado e implementado para aplicaciones de audio para que pueda ser empleado en aplicaciones de ultrasonidos. Esta modificación ha de realizarse con el mínimo incremento posible tanto de área como de consumo de potencia ya que el ADC obtenido será implementado en dispositivos móviles, en los que ambas cosas son importantes para un ofrecer un buen dispositivo. Para cumplir con este objetivo, en esta tesis se va a desarrollar una técnica de ecualización de señal lo más óptima posible. Los objetivos de la tesis son:

- Propuesta de una nueva técnica de ecualización con bajo consumo de potencia y área.
- Estudios teóricos del impacto de la técnica propuesta en el comportamiento del ADC.
- Desarrollo de una herramienta de diseño para aplicar la nueva técnica de ecualización a un caso concreto de ADC.

- Aplicación de dicha técnica de ecualización propuesta a un caso real de aplicación para ultrasonidos en colaboración con la empresa Infineon Technologies.

1.3 Organización del documento

El documento de esta tesis se ha dividido en 6 capítulos, incluyendo la introducción y las conclusiones, capítulos 1 y 6, respectivamente.

El capítulo 2 describe brevemente el principio de funcionamiento de un ADC sobremuestreado y el funcionamiento de un micrófono digital. Después realiza un estudio de las diferentes técnicas de ecualización para ADCs sobremuestreados que existen en el estado del arte actual.

El capítulo 3 propone una técnica de ecualización con un consumo de potencia y de área eficientes y realiza los diferentes estudios del impacto de dicha técnica en el comportamiento de un ADC sobremuestreado.

El capítulo 4 describe la herramienta de diseño empleada para ayudar a aplicar la técnica de ecualización propuesta a un ADC previamente diseñado para otra aplicación diferente. Al final del capítulo se describe un ejemplo de aplicación de dicha herramienta y se desarrolla paso a paso su funcionamiento.

El capítulo 5 está dedicado a mostrar el caso práctico real de aplicación de la técnica propuesta a un ADC diseñado para procesar las señales de audio del micrófono y modificado para procesar las señales de ultrasonidos, ofreciendo el diseño completo a nivel de sistema y el diseño a nivel de circuito.

Capítulo 2. Técnicas de ecualización de señal en convertidores Analógico-Digitales sobremuestreados

Ecualizar es una operación lineal que consiste en modificar la amplitud y fase de la señal de entrada a un sistema de tal manera que el comportamiento de la salida del sistema sea diferente según la frecuencia de dicha señal de entrada. Actualmente existen diferentes técnicas de ecualización en función de la aplicación y la naturaleza de la señal de entrada. Este capítulo se centra principalmente en las diferentes técnicas de ecualización que se pueden utilizar para modificar el funcionamiento de un ADC sobremuestreado con el fin de ecualizar la señal de un micrófono para poder ser empleado como sensor de ultrasonidos. Para ello, el capítulo comienza con una breve descripción de qué es y cómo funciona un ADC sobremuestreado. Después prosigue con el funcionamiento de un micrófono digital y cómo éste se integra en un sistema de sensado con el fin de que la información que proporciona sea procesada por el ADC. Finalmente trata diferentes técnicas de ecualización de señal en un ADC sobremuestreado con la intención de su integración con un micrófono para ser utilizado como sensor de ultrasonidos. Se expone en qué consisten las diferentes técnicas y se realiza una breve comparativa entre ellas. Entre estas técnicas se encuentran algunas empleadas en receptores de radio para mitigar la sensibilidad a las interferencias presentes en la señal de entrada, otra técnica empleada actualmente en micrófonos digitales para que sean capaces de procesar señales ultrasónicas y por último otras utilizadas para evitar la saturación del cuantificador en ADCs sobremuestreados.

2.1 Convertidores Analógico-Digitales sobremuestreados

Un ADC es “un circuito electrónico encargado de transformar una señal analógica, es decir, continua en el tiempo y en la amplitud, en una señal discreta en el tiempo cuya amplitud está cuantificada y codificada mediante N bits”. Aunque actualmente existen muchos tipos de ADCs y no todos están formados por los mismos bloques, la Figura 2.1 muestra un diagrama de bloques de las operaciones lineales y no lineales que se suelen llevar a cabo en un circuito ADC. Esta descripción es conceptual y no siempre corresponde a bloques en el circuito. Además, algunas arquitecturas pueden no necesitar todas las operaciones reflejadas. Este diagrama incluye los siguientes bloques: un filtro *anti-aliasing*, un circuito de muestreo y retención (S&H de “Sample and Hold”), un cuantificador y un codificador. Partiendo de una señal de entrada al ADC $u(t)$, el filtro *anti-aliasing*, normalmente un filtro paso bajo, se encarga de atenuar las componentes de alta frecuencia de $u(t)$ para que, al realizar el muestreo, éstas no distorsionen la señal existente en el ancho de banda nominal BW. La señal obtenida tras el filtrado, $u_{faa}(t)$, se muestrea en el S&H a una frecuencia de muestreo f_s , obteniéndose una señal en tiempo discreto, $u_{SH}[n]$. Esta señal es

cuantificada en amplitud en el cuantificador, obteniéndose $y[n]$. Finalmente, el codificador se encarga de generar $y_c[n]$ para su posterior uso [1].

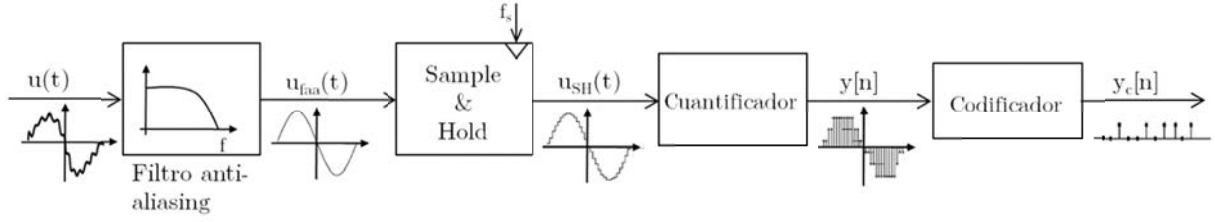


Figura 2.1 Diagrama de bloques conceptual de un ADC

Una vez visto el diagrama conceptual de un ADC, se puede considerar su clasificación en función de la frecuencia de muestreo en dos tipos: de Nyquist y sobremuestreado. Los ADCs de Nyquist son aquellos en los que la frecuencia de muestreo es igual a la frecuencia de Nyquist, es decir, dos veces el BW (2.1). Entre ellos se encuentran los convertidores de aproximaciones sucesivas, los *flash* y los *pipeline* [2].

$$f_s = 2 \cdot BW \quad (2.1)$$

Si la frecuencia de muestreo es mayor que la frecuencia de Nyquist, se produce lo que se conoce como sobremuestreo, y da lugar a los ADCs sobremuestreados. Este tipo de convertidores requiere de un bloque digital adicional a los de la Figura 2.1 denominado diezmador. Este bloque es necesario para incrementar la resolución del ADC completo de acuerdo al sobremuestreo empleado, y disminuir la frecuencia de muestreo de los datos de salida hasta la frecuencia de Nyquist. Para este tipo de ADCs la relación entre la frecuencia de muestreo y el BW se define como la relación de sobremuestreo, OSR, (2.2).

$$OSR = \frac{f_s}{2 \cdot BW} \quad (2.2)$$

Además, se pueden sub-clasificar atendiendo al lugar donde se produce la operación de muestreo en el ADC. Si el muestreo se realiza dentro del lazo, es decir, la señal de entrada al cuantificador es continua, se habla de ADCs de tiempo continuo; mientras que si el muestreo se realiza fuera del lazo la señal de entrada al cuantificador será discreta y el ADC será de tiempo discreto.

Teniendo en cuenta el modelo estocástico lineal de un cuantificador uniforme de N bits [3], donde el error de cuantificación se considera un ruido blanco uniformemente distribuido entre $\pm \Delta/2$, siendo Δ el escalón de cuantificación (diferencia entre dos niveles consecutivos del cuantificador) [2], la densidad espectral del ruido de cuantificación $S_e(f)$, uniformemente repartida entre $\pm f_s/2$, viene dada por (2.3).

$$S_e(f) = \frac{\Delta}{\sqrt{12} \cdot f_s} \quad (2.3)$$

De esta manera, para un ADC sobremuestreado, la potencia del ruido de cuantificación a la salida del filtro de diezmado viene dada por (2.4).

$$P_e = \int_{-BW}^{BW} S_e^2(f) df = \frac{\Delta^2}{12 \cdot OSR} \quad (2.4)$$

Suponiendo la señal de entrada una señal sinusoidal con un valor máximo de pico de $2^N \cdot (\Delta/2)$, la potencia de señal se define mediante (2.5).

$$P_s = \left(\frac{u_{max}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{\Delta^2 \cdot 2^{2N}}{8} \quad (2.5)$$

Teniendo en cuenta tanto la potencia de ruido como la de señal, se puede calcular la máxima relación señal-ruido (SNR de “Signal-to-Noise Ratio”) para un ADC sobremuestreado (2.6).

$$SNR_{max}(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_e} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{3}{2} 2^{2N} \right) + 10 \log_{10}(OSR) \quad (2.6)$$

Sustituyendo y agrupando se obtiene la SNR en función del número de bits del cuantificador y de la OSR (2.7).

$$SNR_{max}(dB) = 6.02N + 1.76 + 10 \log_{10}(OSR) \quad (2.7)$$

Esto demuestra la ventaja principal de utilizar la técnica de sobremuestreo: disminuir la potencia del ruido de cuantificación en el BW, lo que implica una mejora de la resolución y la SNR del convertidor sobremuestreado respecto a uno de Nyquist.

Además de sobremuestreando, la resolución de un ADC puede incrementarse conformando el ruido de cuantificación de tal manera que la mayor parte de este ruido se desplace a frecuencias fuera del BW del ADC. Esta técnica se denomina conformado espectral del ruido de cuantificación, y va a depender del tipo de filtro que se añada al ADC y del orden de ese filtro. Los ADCs que combinan estas dos técnicas de procesamiento de señal (sobremuestreo y conformado de ruido) se denominan ADCs basados en modulación Sigma-Delta [4].

El diagrama de bloques conceptual de un modulador Sigma-Delta (SDM de “Sigma-Delta Modulator”) de tiempo discreto se muestra en la Figura 2.2a. Éste está formado por un filtro del bucle, $H(z)$, un cuantificador y un camino de realimentación negativo. El filtro del bucle es el encargado de realizar el conformado del ruido de cuantificación y, según el orden de ese filtro, el ruido desplazado a frecuencias fuera del BW será mayor o menor.

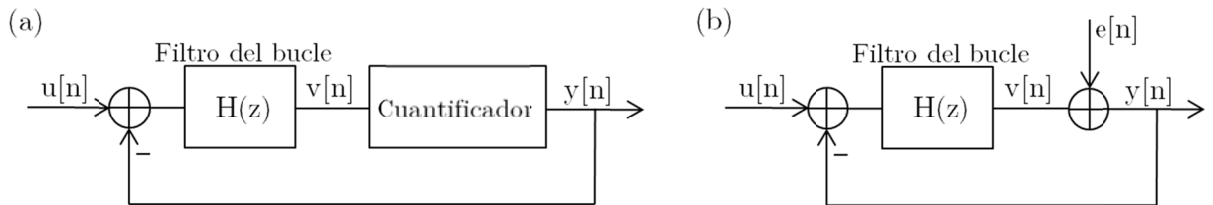


Figura 2.2 a) Diagrama de bloques de un SDM de tiempo discreto, b) modelo lineal equivalente

Considerando el modelo lineal del cuantificador, por lo que éste se puede sustituir por una fuente adicional de ruido $e[n]$, como muestra la Figura 2.2b, el SDM se puede interpretar como un sistema con dos entradas independientes, $u[n]$ y $e[n]$, y una salida $y[n]$, que pueden ser representadas en el dominio-Z como muestra (2.8).

$$Y(z) = STF(z) \cdot U(z) + NTF(z) \cdot E(z) \quad (2.8)$$

Donde $U(z)$ y $E(z)$ representan las transformadas Z de $u[n]$ y $e[n]$, respectivamente, y $STF(z)$ y $NTF(z)$ las funciones de transferencia de la señal y del ruido, respectivamente. Teniendo en cuenta la Figura 2.2, la STF y la NTF vienen dadas en función de $H(z)$ como muestra (2.9).

$$STF(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{H(z)}{1+H(z)} \quad NTF(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{1}{1+H(z)} \quad (2.9)$$

El filtro del bucle $H(z)$ se diseña idealmente con ganancia infinita en la banda de la señal, de tal manera que la señal de entrada pase completamente a la salida, mientras que el ruido de cuantificación tiende a cancelarse. Éste no se cancela por completo ya que en la práctica la ganancia de $H(z)$ es finita.

Teniendo en cuenta la existencia de una STF y una NTF, las potencias de ruido y de señal mostradas en (2.4) y (2.5) se modifican como muestran (2.10) y (2.11).

$$P_e = \int_{-BW}^{BW} S_e^2(f) \cdot |NTF(f)|^2 df \quad (2.10)$$

$$P_s = \left(\frac{u_{max}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot |STF(f_{u_{max}})|^2 = \left(\frac{2^N \Delta/2}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot |STF(f_{u_{max}})|^2 \quad (2.11)$$

Suponiendo que la STF toma el valor 1 en todo el BW, que la NTF es de tipo $(1-z^{-1})^N$, siendo N el orden del SDM, y que u_{max} es la máxima amplitud de pico de la señal de entrada sinusoidal, la potencia de señal es equivalente a (2.5) por lo que las SNRs máximas para un SDM con conformado de ruido de primer y segundo orden, es decir, con $H(z)$ de primer y segundo orden, se definen en (2.12) y (2.13), respectivamente.

$$SNR_{max1} = 6.02N + 1.76 - 5.17 + 30\log_{10}(OSR) \quad (2.12)$$

$$SNR_{max2} = 6.02N + 1.76 - 12.9 + 50\log_{10}(OSR) \quad (2.13)$$

El sobremuestreo y el conformado de ruido son técnicas de procesamiento de señal que mejoran la SNR de un determinado cuantificador uniforme a costa de añadir un filtro analógico y un filtro digital de diezmado. Cuando se compara un SDM con un convertidor de Nyquist con la misma SNR y el mismo BW de entrada, los requisitos del circuito analógico y de señal mixta se ven relajados, mientras que los requisitos del circuito digital aumentan. De este modo, la implementación de un SDM en circuitos integrados de tecnologías CMOS, especialmente aquellas tecnologías puramente digitales, suele ser ventajosa sobre su equivalente de Nyquist [5]-[8].

2.2 Micrófono digital

Un micrófono es “un transductor que convierte ondas de presión acústicas en señales eléctricas para procesar su información”. Ya que las señales de audio del mundo real son señales analógicas pequeñas, en los sistemas de audio están presentes dos funciones: una de pre-amplificación y una de conversión Analógico-Digital. Entre los micrófonos más empleados se encuentran los micrófonos de condensador. En estos, la variación de presión acústica se traduce en la vibración de una masa mecánica que, a su vez, se transforma en una variación de capacidad [9].

La presión sonora se expresa comúnmente en dB_{SPL} (nivel de presión del sonido de “Sound-Pressure-Level”). “Una presión de sonido de $20\mu\text{Pa}$, correspondiente con 0dB_{SPL} , es la amplitud menor a una frecuencia de 1kHz que un humano puede detectar. Los niveles de presión del sonido en una conversación cara a cara entre dos interlocutores se encuentran en el rango de $60\text{--}70\text{dB}_{\text{SPL}}$. La presión de sonido se eleva hasta los 94dB_{SPL} si el interlocutor está a una distancia de unos 2.5cm como ocurre en los teléfonos móviles. Este nivel de presión se corresponde con 1Pa , y es tomado como referencia en las aplicaciones acústicas, en las que la SNR suele estar especificada a 1Pa y 1kHz ” [9].

Debido a la creciente tendencia de mejora de los dispositivos portátiles, y con el fin de ser más competitivos en área y coste, cada vez más, los sensores van siendo integrados con todos los componentes de la cadena de señal de audio. La tecnología MEMS (“Microelectromechanical Systems”) está permitiendo que los micrófonos sean cada vez más pequeños, facilitando su integración, y que además estén disponibles para salidas tanto analógicas como digitales [10]. Las señales de salida de un micrófono analógico o digital requieren diferentes factores a considerar en su diseño. Esta tesis se centra en los micrófonos digitales, es decir, aquellos que convierten la señal de audio en una señal digital para su posterior procesamiento, ya que se emplean en dispositivos en los cuales las señales analógicas son susceptibles de interferencias, como móviles, *tablets*, etc. Esto es debido a que el micrófono no tiene por qué estar cerca del ADC, y señales como el Wifi, el *Bluetooth* o la propia antena de teléfono pueden interferir entre ambos produciendo ruido y distorsión en la señal de audio. Actualmente la mayoría de los micrófonos digitales que existen son capaces de procesar hasta $120\text{dB}_{\text{SPL}}$ [11], aunque ya hay algunos que comienzan a llegar hasta los $140\text{dB}_{\text{SPL}}$ [12], [13].

“Un micrófono de condensador MEMS convencional está formado por dos placas conductoras separadas una distancia x . Normalmente, la placa superior es rígida y no puede moverse, mientras que la placa inferior es una membrana capaz de vibrar con la presión del sonido, produciendo una variación de x (Δx) con respecto a la posición inicial x_0 , que se traduce en una variación de la capacidad proporcional al nivel instantáneo de presión sonora (P_s)” [9]. La estructura básica del micrófono MEMS se muestra en la Figura 2.3. Si la placa superior también es una membrana que puede moverse, se puede obtener un micrófono

MEMS diferencial, lo que permite cancelar los armónicos pares y así ser capaces de procesar hasta 140dB_{SPL} [12].

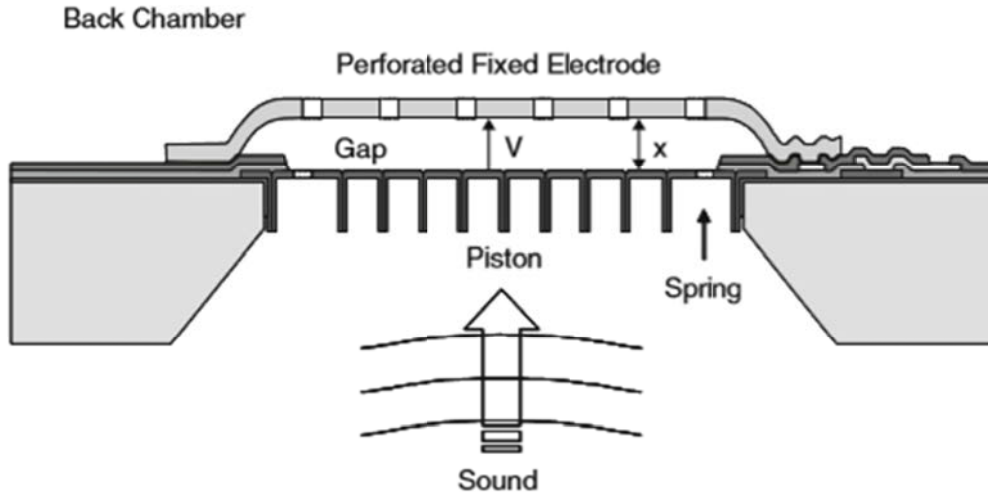


Figura 2.3 Estructura básica de un micrófono MEMS [9]

La capacidad de un micrófono MEMS para un valor de presión sonora instantáneo se expresa en función del área de la placa más pequeña del condensador (A) y la permitividad dieléctrica del aire (ϵ_0) en (2.14).

$$C(P_s) = \frac{\epsilon_0 A}{x(P_s)} = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 + \Delta x(P_s)} \quad (2.14)$$

Tratando el micrófono MEMS como cualquier otro sensor capacitivo la capacidad viene expresada como $C=Q/V$, donde Q es la carga del condensador y V es la tensión. De esta manera, la tensión que produce el MEMS, la cual será posteriormente procesada y que es proporcional a la presión sonora instantánea, va a depender de la capacidad y de la tensión de polarización de dicho condensador [9]. Por lo tanto, con el fin de incrementar la sensibilidad del micrófono MEMS y así su SNR, el valor de la tensión de polarización tiene que ser bastante alto, típicamente entre 5V y 15V. Debido a esto y teniendo en cuenta que la tensión de alimentación estándar para circuitos CMOS es inferior a 3.3V, es necesario utilizar una bomba de carga para generar la tensión deseada.

Además de la bomba de carga y el micrófono MEMS, como se ha comentado anteriormente, la tendencia actual es la integración del propio micrófono MEMS dentro de la cadena de audio, por lo que la salida del micrófono no viene dada directamente por la tensión del condensador, sino por el procesamiento posterior que convierte la salida en digital. Este procesamiento consiste, de manera simplificada, en una etapa de pre-amplificación y otra de conversión analógico-digital. En la Figura 2.4 se muestra un esquema básico de un micrófono MEMS integrado.

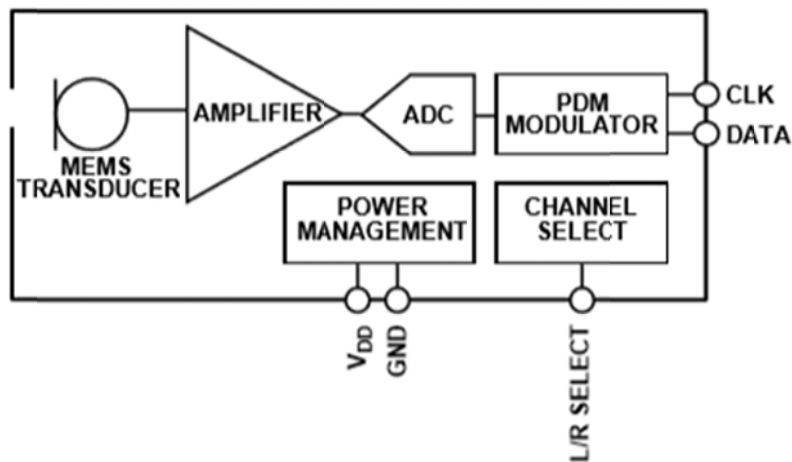


Figura 2.4 Esquema básico de un micrófono MEMS integrado [10]

Éste está formado por el micrófono MEMS, un pre-amplificador, un ADC y finalmente un PDM (“Pulse Density Modulator”). El pre-amplificador se encarga de que la señal de tensión tras el micrófono MEMS tenga baja impedancia de salida y de que sea adecuada para la entrada del ADC. En cuanto al ADC, la mayoría de los ADCs utilizados para aplicaciones de audio se realizan con SDMs en vista de su inherente linealidad y bajo consumo de potencia. La razón principal por la que los SDMs son adecuados para las aplicaciones de audio es el relativamente bajo BW en las señales de audio (que va desde 20Hz hasta 20kHz), permitiendo OSRs bastante altas manteniendo una frecuencia de reloj reducida (unos pocos MHz). Este tipo de convertidores es capaz de conseguir una resolución elevada con una combinación apropiada de precisión y velocidad, además de poco consumo de potencia y un área pequeña [9]. El SDM para aplicaciones de audio puede ser implementado tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Los SDM en tiempo continuo logran idealmente menor consumo de potencia que los de tiempo discreto para una misma SNR, sin embargo, tienen mayor sensibilidad al jitter del reloj y a las variaciones de proceso. Por este motivo, los SDMs de tiempo discreto suelen ser los dominantes en los circuitos para micrófonos MEMS, y por ello esta tesis se centra en ellos.

La última parte del integrado del micrófono MEMS es el PDM, un SDM digital de 1 bit. El PDM es “la interfaz de un bit para micrófonos digitales más común, ya que este formato hace el sistema compatible con los estándares y además permite que dos micrófonos compartan un reloj común y la línea de datos” [10]. Cada uno de los micrófonos está configurado para generar su salida en un flanco del periodo de reloj diferente. Esto mantiene las salidas de dos micrófonos sincronizadas, asegurándose que los datos de cada uno de los dos canales son capturados simultáneamente. Esta misma sincronización puede extenderse a sistemas con más de dos micrófonos MEMS simplemente asegurándose de que todos ellos están conectados a la misma fuente de reloj y que los datos son filtrados y procesados a la vez. Por otro lado, el PDM introduce ruido en el sistema que ha de tenerse en cuenta a la hora de diseñar el integrado del micrófono MEMS y, por lo tanto, en el diseño del SDM requerido.

2.3 Técnicas de ecualización de señal para mitigar la sensibilidad a interferencias en receptores de radio

Uno de los primeros sistemas en los que se emplearon técnicas de ecualización de señal fueron los receptores de radio, ya que éstos reciben señales de muchas frecuencias diferentes que hay que procesar prestando atención a las interferencias. La interfaz de un receptor de radio (RX) está formada por un amplificador de bajo ruido (LNA de “Low-Noise-Amplifier”), un mezclador, un filtro paso bajo (LPF de “Low-Pass Filter”) y un ADC, como muestra la Figura 2.5.

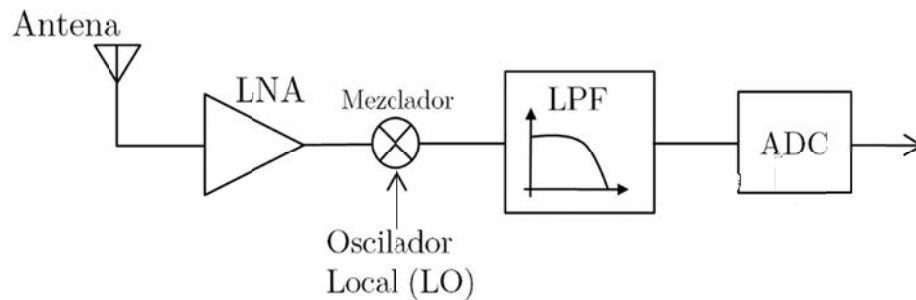


Figura 2.5 Diagrama de bloques simplificado de la interfaz de un receptor de radio

La señal que recibe el receptor de radio a través de la antena suele estar dominada por interferencias, por lo que la función del LPF es ecualizar dicha señal atenuando las interferencias de manera que el Rango Dinámico (DR) requerido por el ADC se vea reducido y asimismo que asegure una implementación del ADC más eficiente en consumo de potencia. Además, actúa como filtro *anti-aliasing* y previene la entrada de ruido por *aliasing* en la banda de la señal. Tras pasar por el filtro, la señal obtenida es procesada por el ADC. El ADC más comúnmente utilizado en los receptores de radio suele estar basado en un SDM de tiempo continuo ya que los amplificadores utilizados en su diseño requieren menor *slew rate*, lo que resulta en una mejor linealidad para una cierta velocidad y disipación de potencia, además de su inherente filtro *anti-aliasing*.

El enfoque convencional de un receptor de radio consiste en colocar el LPF, encargado de realizar la ecualización de la señal, y el ADC en cascada como muestra la Figura 2.5, de manera que primero se reducen las interferencias mediante el LPF y después se produce la conversión analógico-digital en el ADC. El principal inconveniente de este enfoque es que el filtro añade ruido a la entrada del ADC y degrada la linealidad de la cadena de señal, haciendo que el ADC necesite unos requisitos muy elevados, como por ejemplo alto orden [14], para cumplir con la SNR y DR especificadas para una determinada aplicación. Por este motivo, una idea interesante consiste en combinar el filtro con el ADC de manera que se diseñen de forma conjunta, dando lugar a los denominados “*filtering ADCs*” utilizados por diferentes autores [15]-[19]. De esta manera, en comparación con el enfoque convencional en cascada de LPF-ADC, o bien se mejora la funcionalidad manteniendo el consumo y el área, o

bien se logra una reducción de consumo de potencia y área manteniendo la misma funcionalidad [18].

Tomando como ejemplo el caso en el que se mejora la funcionalidad al combinar el LPF con el SDM, la Figura 2.6 muestra un ejemplo de la ventaja que dicho diseño conjunto supone [19]. En color gris se muestra el enfoque convencional en cascada de LPF-SDM en el que se puede observar que el ruido es bastante más alto en la banda de la señal en comparación con el ruido obtenido en el *filtering ADC*, mostrado en color negro. Este ruido es producido por el filtro e introducido a la entrada del SDM directamente, ocasionando que la SNR del SDM se degrade; mientras que, en el diseño conjunto de filtro y ADC este ruido es filtrado en el SDM por lo que adquiere un conformado similar al que le ocurre al ruido de cuantificación del propio SDM. Esto produce una diferencia de SNR de casi 20dB (73.8dB frente a 54dB) a favor del diseño conjunto. Esta diferencia es bastante considerable, por lo que resulta ser un enfoque muy interesante aplicar esta técnica, ya sea en el sentido de mejorar la funcionalidad como en el de mantenerla reduciendo el consumo de potencia y de área.

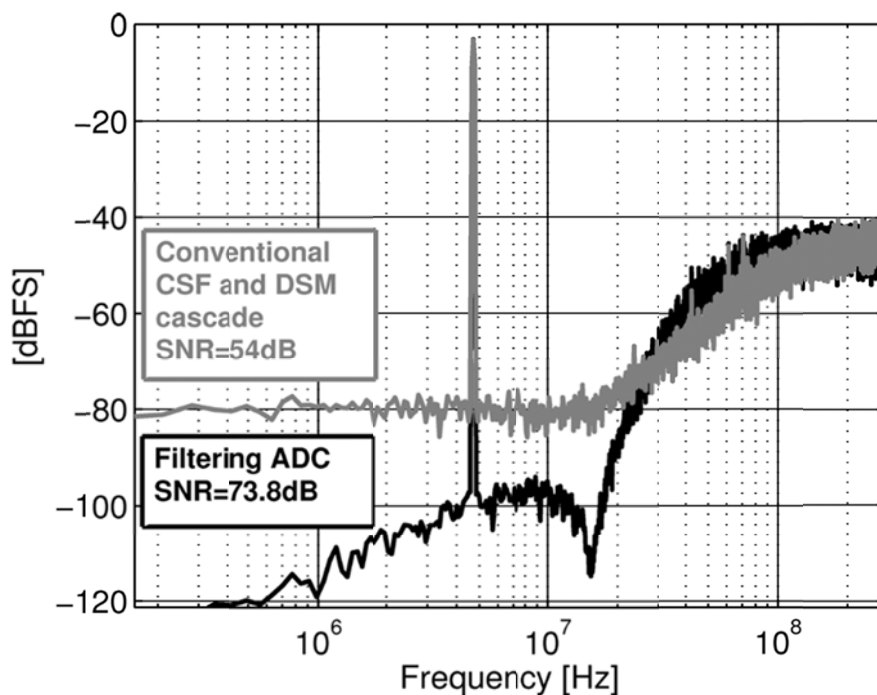


Figura 2.6 Comparación del espectro de salida de un SDM para el enfoque convencional en cascada LPF-SDM y un *filtering ADC* [16]

Diseñar conjuntamente el filtro y el SDM tiene dos enfoques diferentes que han sido estudiados por diferentes autores. Cabe destacar que su integración es posible ya que ambos operan en tiempo continuo. El primero de ellos consiste en embeber el filtro en el lazo del SDM [15]-[17], realizándose la ecualización de señal dentro del propio SDM. Para seguir aprovechando las ventajas del diseño conjunto, introducir el LPF en el lazo del SDM ha de hacerse sin alterar la funcionalidad del sistema ni la ecualización de la señal producida

respecto al sistema en cascada LPF-ADC. Para ello, además de introducir el LPF ha de implementarse un camino de compensación, formado por un filtro paso alto (HPF de “High-Pass-Filter”), de manera que no se produzca inestabilidad en el bucle debido al retardo introducido por el LPF y también que la STF se conserve con respecto a la obtenida del sistema en cascada. El camino de compensación puede añadirse en dos configuraciones diferentes: en paralelo, como muestra la Figura 2.7a, o en serie, como muestra la Figura 2.7b.

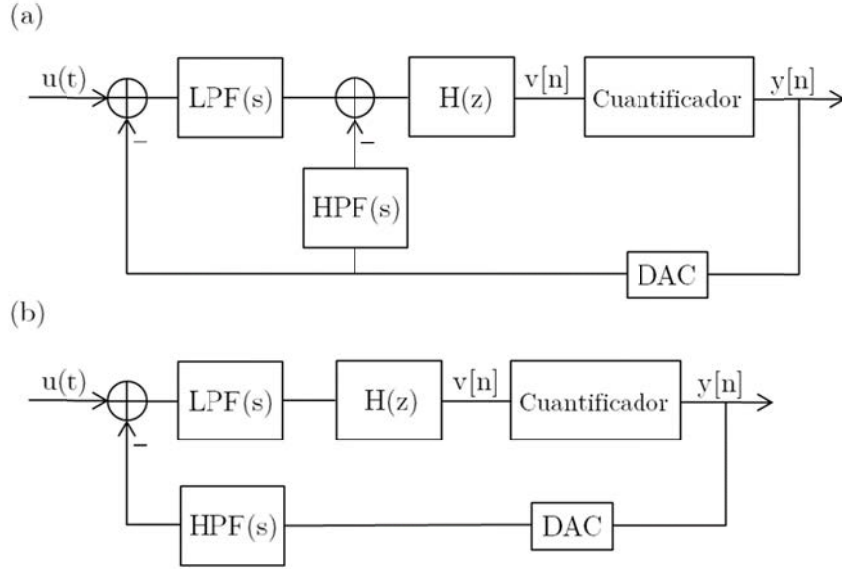


Figura 2.7 Diferentes configuraciones para embeber un LPF y su camino de compensación en un SDM: a) Paralelo, b) Serie

Tanto el LPF como el HPF han de ser complementarios en cada una de las dos configuraciones mostradas, por lo que (2.15) ha de cumplirse en la configuración en paralelo y (2.16) en la configuración en serie.

$$\text{LPF}(s) + \text{HPF}(s) = 1 \quad (2.15)$$

$$\text{LPF}(s) \cdot \text{HPF}(s) = 1 \quad (2.16)$$

De esta manera, la STF del sistema completo, tanto en la configuración en paralelo como en serie es equivalente a la que se obtenía con la cascada de LPF-SDM. Así, la STF puede ser optimizada sin comprometer el conformado de ruido del sistema [15] mientras que la NTF del SDM se mantiene.

La Figura 2.2 muestra el diagrama de bloques de un SDM genérico en tiempo discreto y (2.9) las ecuaciones de su STF y NTF. Basado en esto y simplificando las ecuaciones de manera que sean genéricas tanto para tiempo discreto como para tiempo continuo se obtienen las siguientes STF y NTF para el SDM (2.17), donde H representa el filtro del bucle del SDM.

$$\text{STF}_{\text{SDM}} = \frac{H}{1+H} \quad \text{NTF}_{\text{SDM}} = \frac{1}{1+H} \quad (2.17)$$

Al añadir el LPF delante del SDM en cascada, como se ha visto en un receptor de radio, la STF se modifica produciendo la ecualización de la señal, pasando a ser $STF_{cascada}$ (2.18), mientras que la NTF del SDM no se ve afectada.

$$STF_{cascada} = LPF \cdot STF_{SDM} = \frac{LPF \cdot H}{1+H} \quad (2.18)$$

A continuación, se calculan tanto la STF como la NTF para las dos configuraciones de la Figura 2.7, aplicando las ecuaciones (2.15) y (2.16) para su simplificación.

$$STF_{paralelo} = \frac{LPF \cdot H}{1+H(LP F+HPF)} = \frac{LPF \cdot H}{1+H} \quad (2.19)$$

$$NTF_{paralelo} = \frac{H}{1+H(LP F+HPF)} = \frac{H}{1+H} \quad (2.20)$$

$$STF_{serie} = \frac{LPF \cdot H}{1+H(LP F \cdot HPF)} = \frac{LPF \cdot H}{1+H} \quad (2.21)$$

$$NTF_{serie} = \frac{H}{1+H(LP F \cdot HPF)} = \frac{H}{1+H} \quad (2.22)$$

Como se puede observar, la STF en ambas configuraciones se mantiene con respecto a la obtenida para la cascada LPF-SDM, y la NTF del SDM no se modifica. Esto es debido al camino de compensación escogido para que la funcionalidad del sistema no se vea alterada y se produzca la ecualización deseada. Hay que tener en cuenta que el *mismatch* entre ambos filtros es muy importante y puede comprometer la estabilidad del bucle.

Tanto el diseño de la parte del filtro como de la parte del SDM puede realizarse de diferentes maneras. Los autores de [15] optan por una configuración en paralelo con implementación pasiva de LPF de primero orden, además de desplazarlo detrás del primer integrador del filtro del bucle, y un filtro activo en el camino de compensación. De esta manera, el filtro pasivo quita complejidad en el diseño e implementación, además de no aumentar tanto el consumo de potencia; mientras que moverlo detrás del primer integrador hace que tanto el ruido como la distorsión producidos por el filtro se reduzcan por la ganancia del primer integrador y mejora el ruido térmico del sistema. En cuanto al SDM utilizan un SDM de cuarto orden y 1bit para conseguir las especificaciones necesarias.

Los autores de [15] han elegido también una configuración en paralelo desplazando el filtro detrás del primer integrador. El *filtering ADC* de este artículo presenta la ventaja de que el camino de compensación se ha realizado usando la misma red ya que el denominador del LPF y del HPF es el mismo. De esta manera no se necesita una circuitería extra para estabilizar el bucle produciéndose un ahorro en consumo y área con respecto a [15]. En este caso se trata de un filtro RC activo de segundo orden como LPF y un SDM de cuarto orden y 1bit. En comparación con la cascada LPF-SDM clásica se consigue un área un 25% menor en este caso, además de una mejora en la linealidad del sistema.

Las estructuras mencionadas hasta el momento requieren de componentes activos (*opamps*) o bien en el LPF o en el filtro de compensación, que incrementan el consumo de

potencia y el área del sistema. En [16] se propone una forma de realizar el LPF y el filtro de compensación sin necesidad de añadir componentes activos, por lo que no se produce ese aumento de consumo de potencia y área. Los autores de [17] proponen un filtro pasivo de primer orden como LPF colocado detrás del primer integrador, así como un SDM de segundo orden. La diferencia con respecto a [15] y [16] se encuentra en cómo realizar ese camino de compensación para no tener que añadir un componente activo. En este caso, la adición del componente activo se sustituye por la implementación de un Convertidor Digital-Analógico (DAC de “Digital-to-Analog Converter”) de corriente añadido en el filtro pasivo, resultando en un diseño más eficiente en términos de consumo de potencia.

El segundo enfoque para diseñar conjuntamente el LPF y el SDM consiste en embeber el SDM en el bucle de realimentación global del filtro [18]-[19], como muestra la Figura 2.8. Para ello se necesita de un DAC de tensión adicional (DAC_F) que convierte la señal digital de salida del SDM en una señal analógica y cierra el bucle alrededor del filtro.

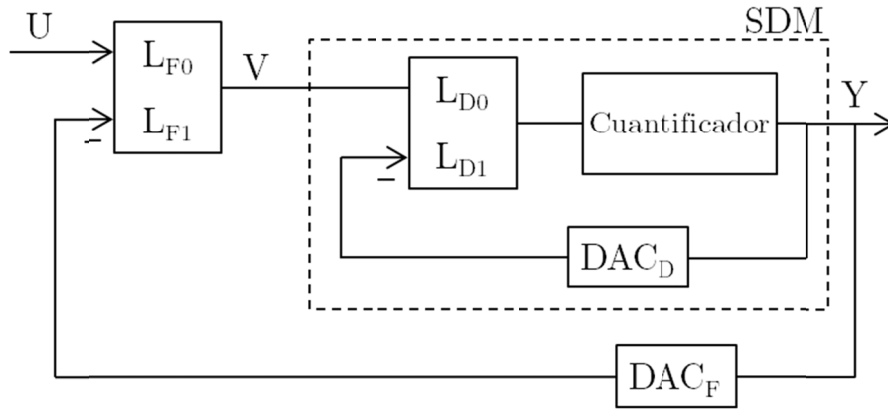


Figura 2.8 Diagrama de bloques genérico de un *filtering ADC* con el SDM embebido en el filtro

Aplicando (2.17) se pueden obtener la STF y la NTF del SDM de forma genérica en función de los parámetros de la Figura 2.8 (2.23).

$$STF_{SDM} = \frac{L_{D0}}{1 + L_{D1} \cdot DAC_D} \quad NTF_{SDM} = \frac{1}{1 + L_{D1} \cdot DAC_D} \quad (2.23)$$

De esta misma forma, considerando el bucle completo del filtro se pueden obtener la STF y la NTF del *filtering ADC* (2.24) y (2.25).

$$STF_{filteringADC} = \frac{L_{F0} \cdot STF_{SDM}}{1 + L_{F1} \cdot DAC_F \cdot STF_{SDM}} = \frac{L_{F0} \cdot L_{D0}}{1 + L_{F1} \cdot L_{D0} \cdot DAC_F \cdot STF_{SDM} + L_{D1} \cdot DAC_D} \quad (2.24)$$

$$NTF_{filteringADC} = \frac{1}{1 + L_{F1} \cdot L_{D0} \cdot DAC_F \cdot STF_{SDM} + L_{D1} \cdot DAC_D} \quad (2.25)$$

Atendiendo al denominador de ambas funciones de transferencia, se observa que debido a los polos del filtro se produce un conformado de ruido adicional respecto a poner

únicamente el SDM, lo que relaja los requisitos de ruido de cuantificación y ruido térmico del SDM.

Por otro lado, atendiendo a la STF de (2.24) se observa que existe una ecualización de la señal, como se ha comentado anteriormente, que permite modificar la sensibilidad a interferencias pertenecientes a diferentes frecuencias.

El orden tanto de la función de transferencia del filtro, L_F , como de la función de transferencia del SDM, L_D , pueden ser diseñados de diferentes maneras en función de los requisitos de la aplicación concreta. Los autores de [18] embeben un SDM de segundo orden en un filtro selector de canal de *Chebyshev* de tercer orden, manteniendo las propiedades de dicho filtro, como la respuesta de tercer orden del filtro, el ruido referido a la entrada bajo y la tolerancia a las interferencias. De esta forma, esta supresión adicional de tercer orden es introducida tanto en el ruido de cuantificación como en el ruido térmico, mejorando el consumo de potencia del circuito.

Los autores de [19] proponen una mejora en cuanto al comportamiento de la STF con respecto a [18] gracias a la utilización de un SDM de primer orden en lugar de uno de segundo orden. Este SDM es incorporado a un filtro selector de canal de *Butterworth* de cuarto orden, consiguiendo suficiente DR para la aplicación requerida. El punto clave de este diseño es que los polos del filtro no implementan un conformado de ruido óptimo en comparación con lo que sería diseñar un SDM de quinto orden, sino que ofrecen un conformado de ruido adicional importante casi sin quererlo sin deteriorar la capacidad de filtrado del *filtering ADC*.

Como se ha descrito al inicio del apartado 2.3, el enfoque convencional de esta técnica de ecualización presenta el inconveniente de que añade ruido a la entrada del ADC, lo que degrada la linealidad de la cadena de señal, por lo que se necesita elevado orden del ADC. La alternativa propuesta a este enfoque es la de combinar el filtro con el ADC, obteniendo los *filtering ADCs*. Esto mejora la funcionalidad del sistema manteniendo el consumo de potencia y el área o bien mejora el consumo y el área manteniendo la funcionalidad. Además, los *filtering ADC* pueden realizarse de dos maneras: embebiendo el filtro en el SDM, necesitando un camino de compensación; o bien embebiendo el SDM en el bucle de realimentación global del filtro, que necesita un DAC de tensión adicional. La elección más apropiada de implementación de esta técnica dependerá de la aplicación concreta y los requisitos que se quieran conseguir.

2.4 Técnicas de ecualización de señal en un micrófono para captar señales ultrasónicas

Las técnicas de ecualización, además de utilizarse en los receptores de radio, pueden emplearse en otros campos, como por ejemplo en el campo de los sensores. En este caso, emplear técnicas de ecualización no surge de la necesidad de atenuar interferencias, sino para

darle un uso diferente del habitual a un dispositivo determinado, como es el caso de los micrófonos MEMS. Como se ha comentado anteriormente, un micrófono MEMS traduce una presión acústica en una capacidad, que después puede ser convertida en una tensión para su posterior procesamiento en un SDM.

Las señales audibles por los seres humanos pertenecen a un rango de frecuencias entre 20Hz y 20kHz, por lo que el BW necesario para procesar dichas señales y requerido por el SDM de un micrófono MEMS para aplicaciones de audio será $BW_{mic}=20kHz$. Sin embargo, las señales audibles no son las únicas que despiertan el interés cuando se trata de micrófonos MEMS, ya que, independientemente de que el ser humano sea capaz de oírlas o no, el rango de frecuencias por encima de la máxima frecuencia audible, conocidas como ultrasonidos, también resulta interesante, por ejemplo, para detectar posicionamiento y direccionalidad. Este tipo de señales también producen una presión detectable por la membrana del micrófono MEMS que puede ser convertida en una tensión y procesada posteriormente.

Las señales de ultrasonidos pueden enmarcarse dentro de un rango de frecuencias que va desde los 20kHz hasta los 100kHz, por lo que el problema surge una vez que el micrófono MEMS ha leído la señal y la ha convertido en una capacidad, que posteriormente se convierte en tensión, y tiene que procesarla. El SDM encargado de realizar su procesamiento está diseñado para aplicaciones de audio, por lo que su BW es de 20kHz, mientras que el BW necesario para procesar las señales de la banda de ultrasonidos sería de $BW_{ultra}=100kHz$. Debido al conformado de ruido típico de un SDM, junto con el ruido que introduce el PDM, todas las señales cuya frecuencia esté por encima de la banda de audio se encontrarán cubiertas por dicho ruido, por lo que su SNR será muy baja, no cumpliendo las especificaciones requeridas por la aplicación. Una posible solución a este problema consiste en utilizar un ecualizador de señal que potencie las señales en la banda de ultrasonidos sin perjudicar las que se encuentran en la banda de audio [20]. En el caso de un ecualizador analógico, éste se colocaría delante del SDM; mientras que si es digital se colocaría detrás del SDM, con la salvedad de que ha de estar precedido por un diezmador que disminuya la frecuencia de muestreo a la frecuencia de Nyquist para que el ecualizador pueda ser implementado de manera óptima [20]. Los autores de [20] denominan al ecualizador como “*Ultrasonic Boost Component*” y al PDM como “*Sigma-Delta DDC*” (“Digital-to-Digital Converter”).

Para producir el efecto deseado, el ecualizador ha de ser un filtro paso alto sin ganancia en la banda de audio y con una frecuencia de corte alrededor de los 20kHz, donde se produce la transición de la banda de audio a la de ultrasonidos, como muestra la Figura 2.9. En [20] el filtro es implementado como un filtro de respuesta al impulso finita (FIR de “Finite Impulse Response”) digital de orden 16 con respuesta de tipo paso alto, con una ganancia de 0dB en la banda de audio y una ganancia configurable en la banda de ultrasonidos en pasos de 0dB, +7dB, +11dB y +15dB. Este ajuste configurable tiene la ventaja de que permite alcanzar un compromiso entre el incremento necesario de las señales de ultrasonidos para cumplir las especificaciones y el ruido de cuantificación del PDM.

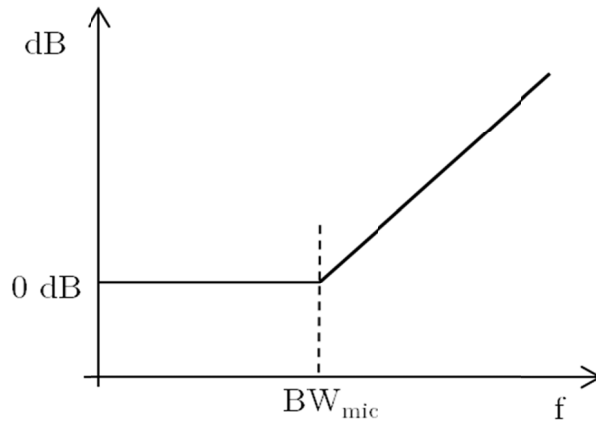


Figura 2.9 Ejemplo genérico de ecualizador de ultrasonidos

A la hora de integrar el ecualizador con el micrófono MEMS hay que tener en cuenta una serie de cosas. Como se ha explicado en el apartado 2.2, un integrado de un micrófono MEMS está formado por varios bloques entre los que se encuentra el PDM, encargado de representar la señal como una cadena de bits. Además, el PDM se encarga de realizar un conformado de ruido del sistema adicional (siendo de cuarto orden en [20]) haciendo que la mayor parte de éste se localice a altas frecuencias en lugar de en la banda de audio. Esto representa un inconveniente a la hora de tratar con señales de ultrasonidos, ya que el ruido del PDM es dominante frente al ruido de cuantificación del SDM, como se puede ver simbólicamente en la Figura 2.10, donde la traza azul representa la salida del SDM con el tono de entrada a una frecuencia determinada en la banda de ultrasonidos y el ruido de cuantificación, y la traza roja representa el ruido del PDM. Como se puede observar el PDM tiene un conformado mayor que el del propio SDM y a frecuencias por encima de la banda de audio este ruido es dominante, por lo que la señal introducida en la banda de ultrasonidos tendrá una SNR muy baja.

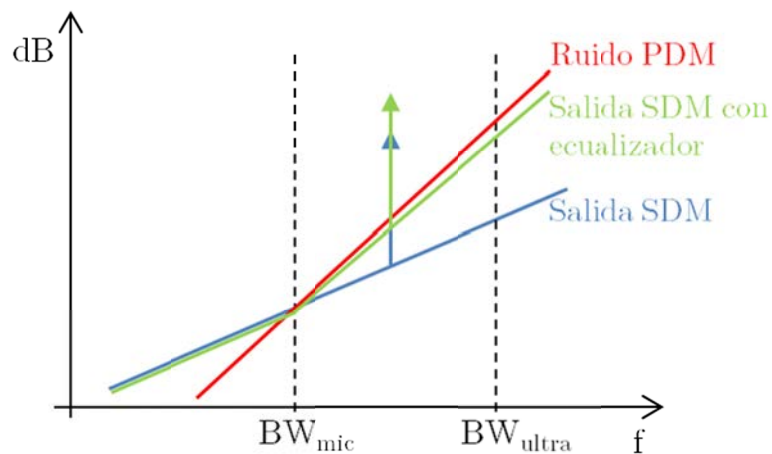


Figura 2.10 FFT de la salida del SDM (azul), ruido del PDM (rojo) y FFT de la salida del SDM con ecualizador (verde)

Teniendo en cuenta el ecualizador de la Figura 2.9 y una vez añadido a la cadena de la señal, se obtiene la traza verde de la Figura 2.10, que representa la salida del SDM con un ecualizador. Como se puede observar, debido a la función de transferencia del ecualizador representada en la Figura 2.9, se produce un incremento del ruido de cuantificación en la banda de ultrasonidos y un incremento de la señal, mientras que la banda de audio permanece inalterada. Prestando una atención más detallada a esto, se deduce que el aumento que produce el ecualizador no puede ser infinito. Esto es debido a que el ecualizador introduce una ganancia dependiente de la frecuencia tanto a la señal como al ruido, por lo que la proporción de mejora en la SNR por aumento de la señal se compensaría con la SNR empeorada por el aumento del ruido. Sin embargo, se ha de recordar que el sistema incluye un PDM que es una fuente de ruido dominante a las frecuencias de ultrasonidos. De esta manera, teniendo en cuenta el sistema completo y utilizando el ecualizador de manera que aumente el ruido hasta no sobrepasar el ruido dominante del PDM, mostrado en rojo en la Figura 2.10, se produce un aumento de la señal mientras que el ruido permanece constante, lo que supone un aumento de la SNR.

En resumen, añadir un ecualizador a un micrófono MEMS supone una mejora de la SNR en la banda de ultrasonidos sin alterar el funcionamiento ni la SNR de la banda de audio. Esto es debido al aumento de la señal que el ecualizador produce en función de la frecuencia, como muestra la Figura 2.9. De esta manera, el micrófono MEMS puede tener una doble funcionalidad: como micrófono y además, como sensor de ultrasonidos, por ejemplo en un teléfono móvil o en un ordenador personal. Cabe destacar que, si el filtro se implementa de manera digital como en [20], es decir, se coloca tras el SDM, la mejora de la SNR se produce únicamente si el ruido de cuantificación del SDM es menor que el ruido del PDM en la banda de ultrasonidos, haciendo posible dicha ecualización. Si esto no ocurre no se produce mejora de la SNR como se ha explicado anteriormente.

2.5 Técnicas de ecualización de señal en convertidores sobremuestreados para evitar la saturación del cuantificador

En los apartados anteriores se han tratado diferentes técnicas de ecualización de señal, o bien para mitigar la sensibilidad a interferencias en receptores de radio o bien para captar señales de ultrasonidos con un micrófono MEMS. En este apartado se va a hablar de ecualización de señal en SDM con el fin de evitar la saturación del cuantificador y, de esta manera, evitar que el convertidor pueda volverse inestable.

A la hora de diseñar un SDM, la mayoría de las publicaciones se centran en el diseño de la NTF para optimizar el ruido del sistema y mejorar la SNR o el DR [21]-[23], y muchas de ellas sin prestar especial atención a la STF que puede presentar un pico fuera del BW del SDM. Sin embargo, la STF es muy importante para la estabilidad y, por lo tanto, para el rendimiento del modulador [24]. El pico que se produce en la STF fuera del BW causa que las

señales que se encuentran fuera de ese BW se amplifiquen, lo que puede repercutir en la saturación del cuantificador provocando un comportamiento inestable del SDM [25]. Una correcta optimización de la STF, con la idea de mantenerla lo más plana posible, debería mejorar el funcionamiento del SDM [24].

La optimización de la STF para conseguir la ecualización necesaria puede realizarse de varias maneras. Los autores de [24] proponen realizar un escalado de los coeficientes del filtro del bucle del SDM para reducir los estados internos en el espacio de estados, disminuyendo así el pico de la STF sin afectar el funcionamiento del SDM. Para ello los autores modelan un SDM en tiempo continuo de tercer orden, mostrado en la Figura 2.11 y cuyos coeficientes son b_1 , a_1 , a_2 y a_3 , como un sistema conmutado utilizado para calcular los estados intermedios máximos. Se entienden estos estados intermedios como las salidas de los integradores, x_1 , x_2 y x_3 , también conocidas como variables de estado. Dependiendo del diseño inicial de la NTF del SDM, se puede llegar a dos resultados diferentes. Por un lado, si el diseño de la NTF es conservador, la STF es prácticamente plana, y escalar los coeficientes por un factor ξ puede mejorar el funcionamiento del SDM sin causar un pico alto en la STF. Por otro lado, si el diseño de la NTF es agresivo, produciéndose un pico considerable en la STF, éste puede verse reducido de manera considerable manteniendo la SNR del SDM.

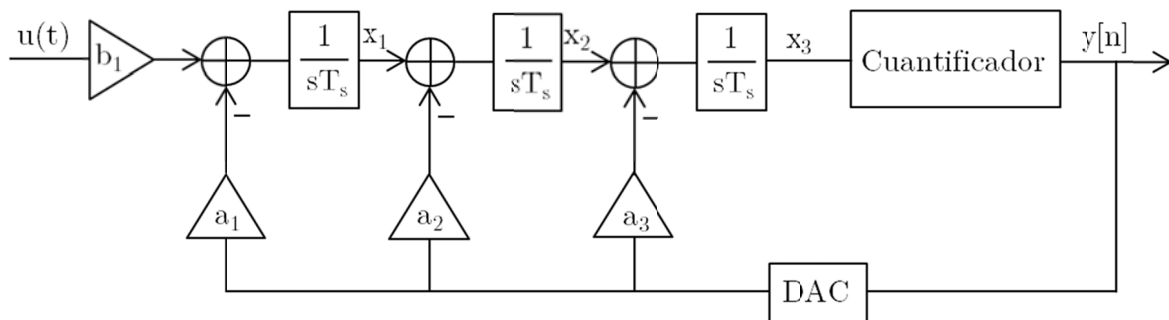


Figura 2.11 Ejemplo de SDM de tiempo continuo de tercer orden con una topología de realimentación (*feedback*) en función de sus coeficientes

En ambos casos, la ecualización de señal a través de la modificación de los coeficientes mediante escalado por un factor ξ evita la saturación del cuantificador y, con ello, la inestabilidad del SDM.

Otra alternativa de ecualización de señal con el fin de evitar la saturación del cuantificador consiste en modificar la STF añadiendo diferentes caminos hacia delante (*feedforward*) desde la entrada hasta alguno de los nodos del SDM. En la Figura 2.12 se muestra un modelo genérico en el que los caminos *feedforward* se han añadido mediante los coeficientes b_2 , b_3 y b_4 . Como se ha comentado anteriormente, en el diseño de los SDM se suele diseñar la NTF para conseguir una buena SNR asumiendo que la STF será lo suficientemente plana. Sin embargo, en muchos de los casos, la STF tiene un pico que produce que señales fuera del BW del SDM se vean amplificadas. Los caminos *feedforward* añadidos para modificar la STF se encuentran fuera del filtro del bucle por lo que no

afectarán la NTF y, por lo tanto, no modifican las capacidades de conformado de ruido del SDM [26].

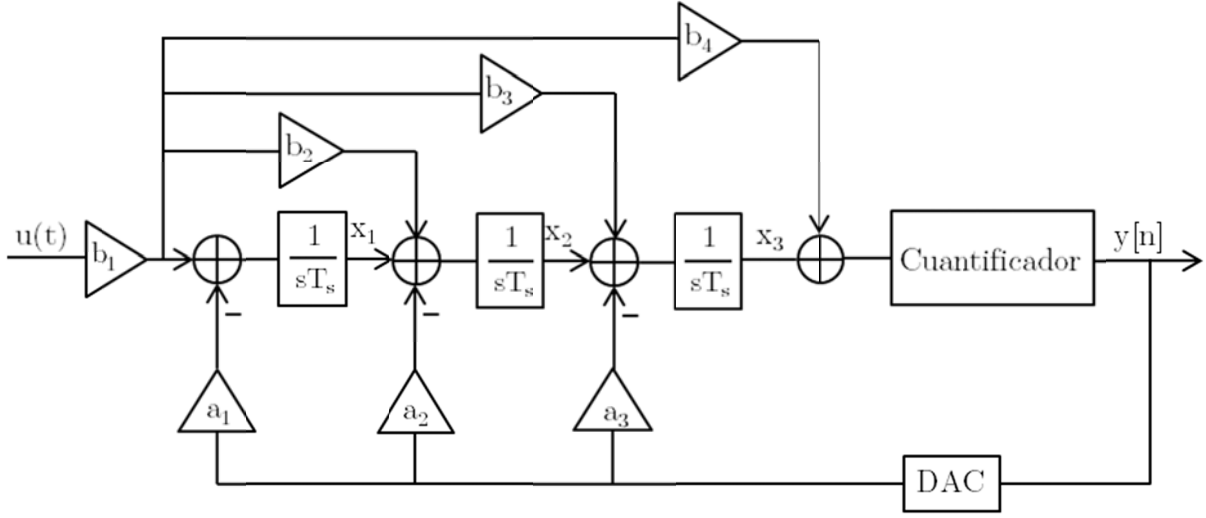


Figura 2.12 Modelo genérico de un SDM de tiempo continuo de tercer orden y coeficientes *feedback* y *feedforward*

La STF se obtiene como el producto de los coeficientes *feedforward* y la NTF del SDM, como se muestra en (2.26) [27]. De esta manera, diferentes implementaciones del filtro del bucle pueden dar lugar a la misma NTF, pero diferentes comportamientos de la STF. En [25] y [28] los coeficientes *feedforward* se diseñan con el fin de obtener $G(s)=1/NTF$ de tal manera que la STF se aproxime a 1, garantizando que será plana. Esto evita el pico de la STF y con ello la saturación del cuantificador.

$$STF = G(s) \cdot NTF(z) \quad (2.26)$$

En el caso de [26] los coeficientes *feedforward* se seleccionan utilizando una optimización independiente para la STF, de manera que se consiga una ganancia unidad en DC y no se produzca amplificación de la señal, sin que la STF valga necesariamente 1. Una de las principales ventajas de la idea de añadir los coeficientes *feedforward*, junto con la de poder diseñar la STF de manera independiente a la NTF, es que no requiere componentes activos adicionales ya que se pueden aprovechar los circuitos de los integradores ya implementados. De esta manera no se produce un aumento de área y consumo de potencia significativos con respecto al SDM diseñado inicialmente optimizado para el conformado del ruido de cuantificación.

Finalmente, cabe destacar que la optimización de la STF o bien mediante la modificación de los coeficientes o bien mediante la adición de nuevos coeficientes *feedforward* en el camino de la señal produce una ecualización de la señal que consigue evitar la saturación del cuantificador debida al pico de la STF que podría producir inestabilidad en el sistema. Además, esta ecualización se realiza de manera eficiente tanto en consumo de potencia como en área.

2.6 Conclusiones

En este capítulo se han proporcionado las ideas básicas de la conversión analógico-digital, centrada en convertidores sobremuestreados y, más específicamente, en SDM. Estos convertidores forman parte del integrado de un micrófono MEMS por lo que han sido explicados los conceptos básicos de los mismos. Debido a las nuevas tendencias de los dispositivos portátiles, como puedan ser los móviles, la utilización de los micrófonos MEMS como sensores de ultrasonidos está en auge, por lo que se requiere de algún método de ecualización de las señales de la banda de ultrasonidos para que éstas puedan ser procesadas adecuadamente. A lo largo del capítulo se han descrito diferentes técnicas de ecualización de señal, una de ellas aplicada ya en ultrasonidos y otras aplicadas en otros campos, pero que podrían resultar útiles también para su aplicación en ultrasonidos. Debido al uso de los micrófonos MEMS en dispositivos móviles, se requiere que tanto el consumo de potencia como el área sea el mínimo posible, por lo que, comparando las diferentes técnicas expuestas, cabe destacar la optimización de la STF mediante la modificación de los coeficientes como la técnica ideal para esta aplicación, ya que no requiere añadir más componentes activos que consumen mucha potencia y ocupan mucho área.

El trabajo de investigación que se presenta en este documento se centra en la ecualización de señal para permitir que un micrófono MEMS sea utilizado como sensor de ultrasonidos. Por este motivo, los conocimientos explicados en este capítulo son muy importantes para el correcto entendimiento del resto del documento.

Capítulo 3. Extensión de la banda de un ADC de audio para el procesamiento de señales ultrasónicas

Este capítulo se centra en proponer de forma teórica una técnica de ecualización de señal eficiente en consumo de potencia que permita que un ADC sobremuestreado diseñado para procesar las señales de audio captadas por un micrófono MEMS pueda ser utilizado simultáneamente para captar las señales de ultrasonidos, que se encuentran en una banda de frecuencias diferente. La técnica de ecualización empleada actualmente para esta aplicación consiste en añadir un filtro ecualizador digital tras el ADC de audio, como se ha explicado en el apartado 2.4. Esta técnica funciona siempre y cuando exista un componente cuyo ruido sea dominante frente al ruido de cuantificación del SDM, como es el caso de la interfaz formada por un PDM. Esto es debido a que el ecualizador incrementa tanto la señal como el ruido del SDM en esa banda de frecuencias, por lo tanto, si no existe esa fuente de ruido dominante, el aumento de la señal se compensa con el aumento del ruido por lo que la SNR no mejoraría. El ecualizador puede colocarse delante del SDM de forma analógica, en cuyo caso no es necesario ninguna fuente de ruido adicional. Sin embargo, esta solución requiere de componentes activos para su realización, lo que incrementa tanto el consumo de potencia como el área, e incluso puede comprometer la linealidad. Si el filtro se coloca detrás del SDM y se implementa de forma digital el consumo de potencia también se ve incrementado, aunque en menor medida. En contraste, la técnica propuesta en este capítulo, basada en los conceptos desarrollados en el apartado 2.5, consiste en modificar la STF del SDM de manera que produzca una amplificación de la señal en la banda de ultrasonidos sin necesidad de la existencia de una fuente de ruido dominante, ni de dispositivos activos adicionales. Para ello se propone añadir una serie de coeficientes *feedforward* de manera que la STF presente una característica paso alto que se emplee para amplificar la señal en la banda de ultrasonidos, entre BW_{mic} y BW_{ultra} ,

Después de explicar en qué se basa esta técnica se analizará su impacto sobre la STF para un caso genérico independiente de la aplicación a la que vaya destinado. También se verá cómo esta técnica afecta a la estabilidad del lazo de realimentación para ver cómo se modifica la saturación del cuantificador. Además, se estudiará su impacto en la linealidad del SDM y cómo esto afecta a las variables de estado del SDM y a la amplitud máxima estable (MSA). Junto con esto se hablará de su impacto en el consumo de potencia del SDM debido a los componentes que habrán de añadirse para realizar la amplificación de señal en la banda de frecuencias extendida. Y, por último, una vez comprendido su funcionamiento básico, se realizará una comparativa de las técnicas empleadas hasta el momento con la técnica propuesta en esta tesis.

3.1 Técnica de ecualización con mínimo consumo de potencia

La técnica de ecualización propuesta en esta tesis consiste en la variación de la STF añadiendo nuevos coeficientes al SDM, lo que permite realizar la ecualización necesaria para que el SDM inicialmente diseñado para audio pueda utilizarse también para procesar señales de ultrasonidos captadas por el micrófono MEMS. Esta técnica supone un consumo adicional de potencia mínimo si se evita el uso de componentes activos, como *opamps*, para su realización, en comparación con otras técnicas ya existentes y estudiadas en el capítulo 2. De esta manera resulta una técnica eficiente tanto en consumo de potencia como en área. Sin embargo, para determinar su posible aplicación práctica, es necesario estudiar el impacto que tiene sobre la linealidad del ADC, y sobre su estabilidad.

El punto de partida para explicar el funcionamiento de esta técnica es un SDM de tiempo discreto con una arquitectura tipo diseñado para un BW inicial y que se quiere emplear hasta un BW extendido. La arquitectura elegida consiste en una cascada de resonadores en topología de realimentación (CRFB), obtenida del *Toolbox* para Sigma-Delta de Schreier [29], una herramienta empleada muy habitualmente en el diseño de SDMs en Matlab®. A pesar de emplear esta arquitectura concreta, esta técnica puede extenderse a cualquier topología de SDM para ecualizar la señal, incluyendo los de tiempo continuo. La Figura 3.1 muestra dicha arquitectura CRFB para un SDM de tiempo discreto de segundo orden y otro de tercer orden.

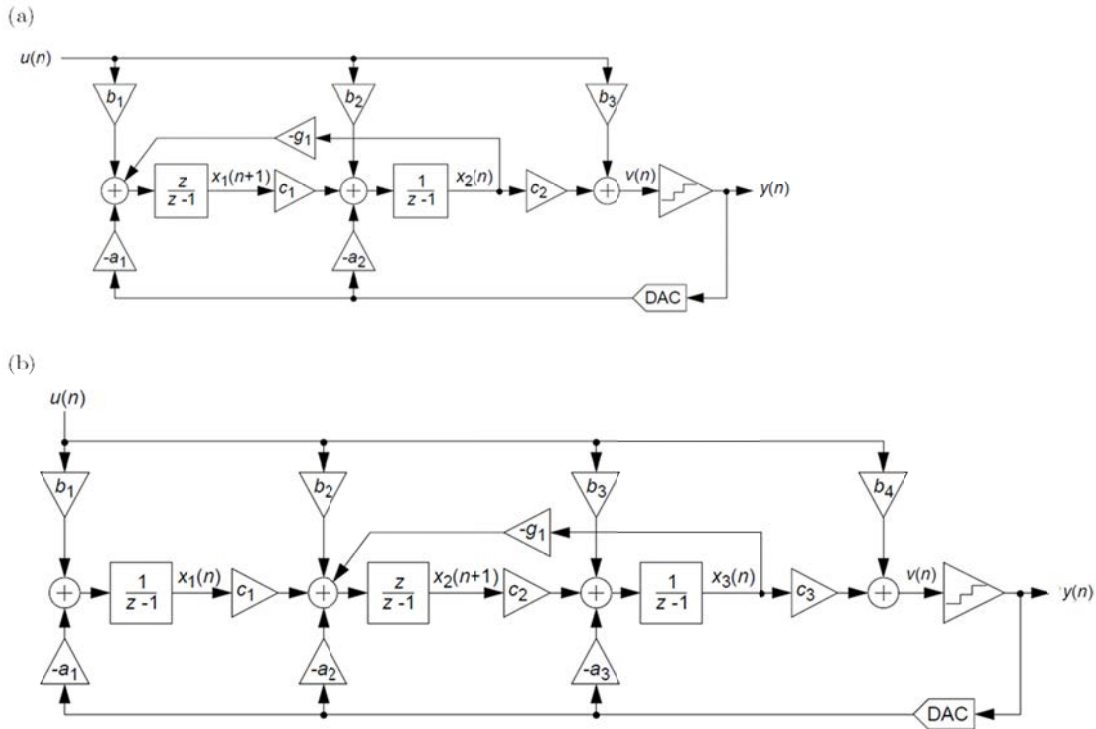


Figura 3.1 SDM de tiempo discreto con una arquitectura CRFB de (a) segundo y (b) tercer orden [29]

Generalmente, ya sea de forma manual o empleando el *Toolbox* de Schreier, cuando se diseña un SDM optimizando el ruido de cuantificación para que bien la SNR o bien el DR sean lo máximos posible, el coeficiente b_1 suele tomar el valor de a_1 y los coeficientes b_2 , b_3 y b_4 suelen valer cero; mientras que el resto de los coeficientes toman los valores necesarios para la optimización de la NTF. Esto es debido a que, como se expone en [26] y se puede apreciar en la Figura 3.1, los coeficientes *feedforward* b_i , donde $i = 1, 2, 3, 4$, sólo pertenecen al camino de la señal, ya que van desde la entrada a cada uno de los nodos de los integradores, siendo la NTF independiente de ellos como se verá más adelante. De esta manera, sería posible realizar la ecualización de la señal de forma independiente sin afectar el ruido del SDM tan sólo añadiendo dichos coeficientes.

Los SDMs de tiempo discreto se implementan mediante circuitos de capacidades conmutadas [2]. Teniendo esto en cuenta, añadir al sistema los coeficientes *feedforward* necesarios supone a nivel de circuito añadir algunos condensadores e interruptores al circuito original del SDM, pero no requiere aumentar el número de componentes activos, como muestra el ejemplo de segundo orden de la Figura 3.2, donde el coeficiente añadido b_2 se ha implementado mediante el condensador C_{add} y sus correspondientes interruptores, mostrados en color rojo. Para orden mayor u otra topología de SDM de tiempo discreto, añadir el resto de los coeficientes *feedforward* se realizaría de manera equivalente a lo mostrado en la Figura 3.2. A la hora de diseñar los condensadores para su implementación a nivel de circuito existe una relación entre dichos condensadores y los coeficientes del SDM, como se verá en el caso práctico del capítulo 5. De esta manera, esta técnica de ecualización resulta eficiente en potencia, siendo especialmente útil en dispositivos móviles que requieren un consumo de potencia mínimo junto con un consumo de área bajo.

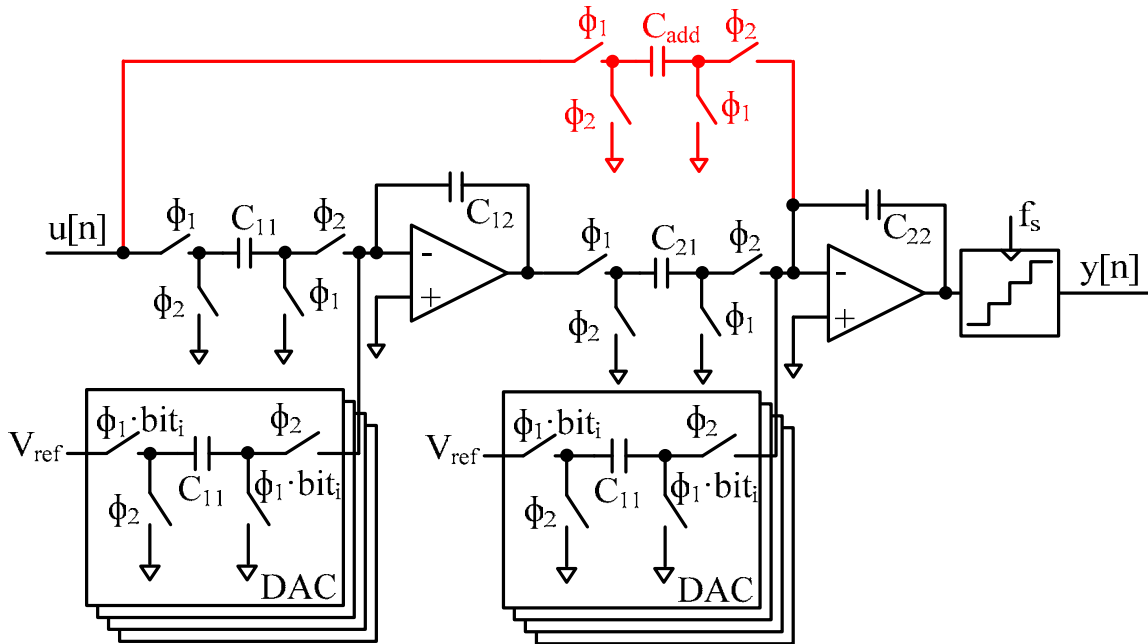


Figura 3.2 Circuito en capacidades conmutadas equivalente para un SDM CRFB de tiempo discreto de segundo orden con el coeficiente *feedforward* b_2

3.2 Impacto sobre la STF

En este apartado se va a detallar más en profundidad cómo la adición de los coeficientes *feedforward* modifica la STF de manera que las señales fuera del BW inicial para el que fue diseñado el SDM (en el caso de la aplicación del micrófono será BW_{mic}) puedan ser procesadas. Estas señales pertenecen a un nuevo BW denominado BW extendido (en el caso del micrófono como sensor de ultrasonidos se denominará BW_{ultra}). Partiendo de una STF prácticamente plana hasta el BW extendido, que resulta de diseñar el SDM para la aplicación inicial optimizando su NTF, la idea es amplificarla en la banda extendida, como muestra simbólicamente la Figura 3.3. De esta forma, el ruido de cuantificación no varía, ya que no lo hace la NTF, mientras que la señal se verá amplificada por medio de la STF permitiendo una mejora de la SNR del SDM.

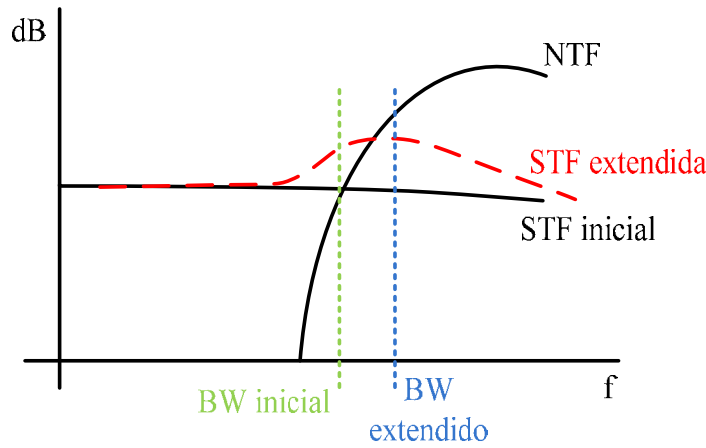


Figura 3.3 Modificación simbólica de la STF para procesar señales en un BW extendido [30]

Para ilustrar el funcionamiento de esta técnica se modela un SDM como un sistema lineal invariante en el tiempo (LTI) que puede representarse como un espacio de estados [30], donde las variables de estados son cada una de las salidas de los integradores del SDM. De esta manera, un SDM puede definirse mediante sus ecuaciones de estados y sus matrices de estados, y tanto su NTF como su STF pueden calcularse a través de ellas. De forma genérica, las ecuaciones de estados de un SDM en tiempo discreto se representan en (3.1), donde $x[n]$ representa el vector de las variables de estados cuyo número depende del orden del SDM, $u[n]$ el vector de las entradas al filtro del bucle del SDM (suelen ser dos: la entrada y la realimentación), $v[n]$ la entrada al cuantificador, $e[n]$ el error de cuantificación, $y[n]$ la salida del SDM y A, B, C y D las matrices de estados. Las dimensiones de las matrices de estados dependen del orden del SDM (m) de la siguiente manera: A es de tamaño ($m \times m$), B es ($m \times 2$), C es ($1 \times m$) y D es (1×2).

$$\begin{cases} x[n+1] = A \cdot x[n] + B \cdot u[n] \\ v[n] = C \cdot x[n] + D \cdot u[n] \\ y[n] = v[n] + e[n] \end{cases} \quad (3.1)$$

Aplicando la transformada Z a dichas ecuaciones se obtiene (3.2), donde I representa la matriz identidad y el vector $U'(z)$ está formado por la entrada $U(z)$ y la realimentación $Y(z)$.

$$\begin{cases} z \cdot I \cdot X(z) = A \cdot X(z) + B \cdot U'(z) \\ V(z) = C \cdot X(z) + D \cdot U'(z) \\ Y(z) = V(z) + E(z) \end{cases} \quad (3.2)$$

Operando (3.2) se puede obtener la ecuación del filtro del bucle $H(z)$ en función de las matrices de estados (3.3). Por simplicidad, normalmente el filtro se representa como $H(z)$, pero en realidad tiene dos entradas y una salida, por lo que está formado por dos partes, $H_1(z)$ y $H_2(z)$, que representan el filtro desde la entrada al SDM o desde la realimentación hasta la salida del mismo, respectivamente.

$$H(z) = C \cdot (z \cdot I - A)^{-1} \cdot B + D \quad (3.3)$$

Por lo que, separando ambas se obtiene (3.4) donde B_1 y B_2 representan la primera y la segunda columna de B , respectivamente, y D_1 y D_2 representan la primera y la segunda columna de D , respectivamente.

$$\begin{cases} H_1(z) = C \cdot (z \cdot I - A)^{-1} \cdot B_1 + D_1 \\ H_2(z) = C \cdot (z \cdot I - A)^{-1} \cdot B_2 + D_2 \end{cases} \quad (3.4)$$

Conociendo $H_1(z)$ y $H_2(z)$ de (3.4) se pueden obtener la STF(z) y la NTF(z) del SDM en función de las matrices de estados (3.5).

$$\begin{cases} STF(z) = \frac{H_1(z)}{1-H_2(z)} = \frac{C \cdot (z \cdot I - A)^{-1} \cdot B_1 + D_1}{1 - C \cdot (z \cdot I - A)^{-1} \cdot B_2 + D_2} \\ NTF(z) = \frac{1}{1-H_2(z)} = \frac{1}{1 - C \cdot (z \cdot I - A)^{-1} \cdot B_2 + D_2} \end{cases} \quad (3.5)$$

Para explicar cómo se relaciona esto con los coeficientes del SDM, y ver así como se modifica la STF al añadir los coeficientes *feedforward*, se va a utilizar el SDM en tiempo discreto de tercer orden en configuración CRFB de la Figura 3.1b, al que ya se han añadido dichos coeficientes *feedforward*.

A continuación, se representan las ecuaciones de estados para el SDM de la Figura 3.1b (3.6), donde $x[n]$ es un vector formado por las variables de estados $x_1[n]$, $x_2[n]$ y $x_3[n]$, al ser el SDM de tercer orden.

$$\begin{cases} x_1[n+1] = x_1[n] + b_1 \cdot u[n] - a_1 \cdot y[n] \\ x_2[n+1] = c_1 \cdot x_1[n] + x_2[n] + b_2 \cdot u[n] - a_2 \cdot y[n] - g_1 \cdot x_3[n] \\ x_3[n+1] = c_2 \cdot x_2[n+1] + x_3[n] + b_3 \cdot u[n] - a_3 \cdot y[n] \\ v[n+1] = c_3 \cdot x_3[n+1] + b_4 \cdot u[n+1] \\ y[n] = v[n] + e[n] \end{cases} \quad (3.6)$$

Teniendo en cuenta (3.6) y comparándola con las ecuaciones de estado genéricas de (3.1), se pueden obtener las matrices de estados para el SDM CRFB de tiempo discreto de tercer orden (3.7).

$$\begin{cases} A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ c_1 & 1 & -g_1 \\ c_1 \cdot c_2 & c_2 & (1 - c_2 \cdot g_1) \end{pmatrix} \\ B = \begin{pmatrix} b_1 & -a_1 \\ b_2 & -a_2 \\ b_2 \cdot c_2 + b_3 & -c_2 \cdot a_2 - a_3 \end{pmatrix} \\ C = (0 \quad 0 \quad c_3) \\ D = (b_4 \quad 0) \end{cases} \quad (3.7)$$

Partiendo de estas matrices de estados y sustituyéndolas en (3.4), o bien aplicando el principio de superposición y despejando y sustituyendo en (3.6) hasta llegar a $V(z)/U(z)$ y $V(z)/Y(z)$, respectivamente, se obtienen las funciones de transferencia del filtro del bucle en función de los coeficientes del SDM para el modelo de tercer orden (3.8).

$$\begin{cases} H_1(z) = \frac{b_4 z^3 + z^2(c_3 b_3 + c_3 c_2 b_2 + g_1 c_2 b_4 - 3b_4) + z(c_3 c_2 c_1 b_1 - c_3 c_2 b_2 - 2c_3 b_3 + 3b_4 - c_2 g_1 b_4) + c_3 b_3 - b_4}{z^3 + z^2(c_2 g_1 - 3) + z(3 - c_2 g_1) - 1} \\ H_2(z) = -\frac{z^2(a_3 + c_2 a_2) + z(c_2 c_1 a_1 - c_2 a_2 - 2a_3) + a_3}{z^3 + z^2(c_2 g_1 - 3) + z(3 - c_2 g_1) - 1} \end{cases} \quad (3.8)$$

De la misma manera, sustituyendo éstas en (3.5) se obtienen la STF y la NTF en función de los coeficientes del SDM (3.9). Tanto la STF como la NTF también pueden obtenerse mediante el principio de superposición a partir de (3.6) despejando y sustituyendo hasta obtener $Y(z)/U(z)$ e $Y(z)/E(z)$, respectivamente.

$$\begin{cases} STF(z) = \frac{b_4 z^3 + z^2(c_3 b_3 + c_3 c_2 b_2 + g_1 c_2 b_4 - 3b_4) + z(c_3 c_2 c_1 b_1 - c_3 c_2 b_2 - 2c_3 b_3 + 3b_4 - c_2 g_1 b_4) + c_3 b_3 - b_4}{z^3 + z^2(a_3 + c_2 a_2 + g_1 c_2 - 3) + z(c_2 c_1 a_1 - c_2 a_2 - 2a_3 + 3 - c_2 g_1) + a_3 - 1} \\ NTF(z) = \frac{z^3 + z^2(c_2 g_1 - 3) + z(3 - c_2 g_1) - 1}{z^3 + z^2(a_3 + c_2 a_2 + g_1 c_2 - 3) + z(c_2 c_1 a_1 - c_2 a_2 - 2a_3 + 3 - c_2 g_1) + a_3 - 1} \end{cases} \quad (3.9)$$

Operando de la misma manera se pueden obtener tanto las matrices de estados (3.10) como la STF y la NTF para el SDM de segundo orden de la Figura 3.1a (3.11).

$$\begin{cases} A = \begin{pmatrix} 1 & -g_1 \\ c_1 & 1 - c_1 \cdot g_1 \end{pmatrix} \\ B = \begin{pmatrix} b_1 & -a_1 \\ b_1 \cdot c_1 + b_2 & -c_1 \cdot a_1 - a_2 \end{pmatrix} \\ C = (0 \quad c_2) \\ D = (b_3 \quad 0) \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} STF(z) = \frac{b_3 z^2 + z(c_2 c_1 b_1 + c_2 b_2 + g_1 c_1 b_3 - 2b_3) - c_2 b_2 + b_3}{z^2 + z(c_2 c_1 a_1 + c_2 a_2 + c_1 g_1 - 2) - c_2 a_2 + 1} \\ NTF(z) = \frac{z^2 + z(c_1 g_1 - 2) + 1}{z^2 + z(c_2 c_1 a_1 + c_2 a_2 + c_1 g_1 - 2) - c_2 a_2 + 1} \end{cases} \quad (3.11)$$

Prestando atención a (3.9) y (3.11), para los casos de tercer y segundo orden, respectivamente, se puede ver cuál es el impacto de los coeficientes *feedforward* en la STF. Se puede observar en ambos casos que, efectivamente, sólo afectan al numerador de la STF, por lo que al añadirlos el ruido y la NTF del SDM permanecen inalterados. De esta manera se puede conseguir ecualizar la señal para que el SDM pueda procesar señales en un BW extendido mientras que el funcionamiento en el BW inicial no se ve alterado, siempre y cuando la STF se mantenga prácticamente plana en esa banda de frecuencias.

Tanto los polos de la STF como de la NTF son comunes y dependen, entre otros, de los coeficientes *feedback* (a_1 , a_2 y a_3). Sin embargo, en cuanto a los ceros ocurre algo diferente como ya se ha adelantado. Los ceros de la NTF dependen de las ganancias de los integradores y de la resonancia del circuito, si éste la tiene; mientras que, los ceros de la STF dependen tanto de las ganancias de los integradores y la resonancia como de los coeficientes *feedforward* (b_1 , b_2 , b_3 y b_4). De esta manera, añadir los coeficientes *feedforward* permite añadir nuevos ceros a la STF o modificar los ya existentes con el objetivo de aumentar la STF en las frecuencias de la banda extendida, como muestra la Figura 3.3 de forma simbólica.

Para analizar un poco más en detalle qué ocurre con los ceros de la STF al añadir los coeficientes *feedforward* se va a analizar el numerador de la STF, por simplicidad, del SDM de segundo orden, aunque se podría hacer de manera equivalente para el de tercer orden. Atendiendo a (3.11) el numerador de la STF se muestra a continuación (3.12).

$$STF_{num}(z) = b_3 + z^{-1}(c_2 c_1 b_1 + c_2 b_2 + g_1 c_1 b_3 - 2b_3) + (-c_2 b_2 + b_3)z^{-2} \quad (3.12)$$

Para el SDM inicial del que se parte, b_2 y b_3 toman el valor cero, así el numerador de la STF se resume en $STF_{num}(z) = z^{-1}c_2 c_1 b_1$, por lo que ésta tiene un cero en frecuencia infinito. Ahora se analiza qué ocurre al añadir los diferentes coeficientes *feedforward*. Al añadir b_3 , el numerador pasa a ser el mostrado en (3.13). Si se iguala a cero y se despeja el cero en z , se obtiene el valor mostrado en (3.14). Como se puede observar, añadiendo únicamente el coeficiente b_2 el cero en z siempre será menor que 1 en (3.14) por lo que esto garantiza que el cero esté dentro del círculo unidad en el plano Z y con ello no se reduzca el BW donde el SDM es estable.

$$STF_{num}(z) = z^{-1}(c_2 c_1 b_1 + c_2 b_2) - c_2 b_2 z^{-2} \quad (3.13)$$

$$z = \frac{c_2 b_2}{c_2 c_1 b_1 + c_2 b_2} \quad (3.14)$$

Ahora se añade el coeficiente b_3 , por lo que el numerador pasa a ser de segundo orden como mostraba (3.12), teniendo entonces dos ceros, cuyo valor se verá modificado en función

de los valores tanto de b_2 como de b_3 . De forma simbólica los ceros vienen dados por la ecuación (3.15), y estos pueden ser reales o complejos conjugados según los valores de los coeficientes. Esta ecuación es complicada de resolver de forma simbólica, sin embargo, teniendo en cuenta que todos los coeficientes diferentes de b_2 y b_3 son conocidos, ya que vienen dados por el SDM inicial, se podría establecer una relación entre b_2 y b_3 que prediga cuando estos ceros son reales y cuando son complejos conjugados.

$$z = \frac{-(c_2c_1b_1+c_2b_2+g_1c_1b_3-2b_3) \pm \sqrt{(c_2c_1b_1+c_2b_2+g_1c_1b_3-2b_3)^2-4b_3(-c_2b_2+b_3)}}{2b_3} \quad (3.15)$$

De forma equivalente al modelo de segundo orden, podría establecerse cuál es el valor, de forma simbólica, de los ceros para el caso del SDM de tercer orden atendiendo al numerador de la STF mostrada en (3.9). En este caso, cuando b_2 , b_3 y b_4 valen cero, aparece un cero en frecuencia infinito, al igual que ocurría en el caso de segundo orden. Cuando se añade b_2 un nuevo cero real, cuyo valor depende del valor de dicho coeficiente, es añadido al sistema. Cuando se agrega b_3 se obtienen dos ceros, cuyos valores se ven modificados tanto por b_2 como por b_3 pudiendo ser reales o complejos conjugados, siendo complejos en la mayoría de los casos. Y, finalmente, cuando se añade b_4 , el numerador de la STF se vuelve de tercer orden por lo que, tanto un nuevo cero es añadido como los dos ceros anteriores se ven modificados por dicho coeficiente. En este caso se pueden obtener tres ceros reales o bien uno real y dos de ellos complejos conjugados, siendo este segundo caso el más habitual. Tanto en este caso al añadir b_4 , como en el modulador de segundo orden al añadir b_3 , hay que prestar especial atención ya que es bastante fácil que alguno de los ceros se salga fuera del círculo unidad del plano Z y esto no resulta interesante ya que disminuiría el BW en el que el sistema es estable. Por otro lado, cabe destacar que el coeficiente que más afecta a la hora de buscar la ecualización de las señales de la banda extendida es b_2 , por lo que será el que se añadirá en un primer momento para obtener la ecualización necesaria.

Según la modificación de los ceros de la STF que se acaba de explicar, el pico de la STF será mayor o menor y se desplazará en frecuencia, pudiendo así implementarse la ecualización de la señal de entrada deseada para que el SDM pueda procesar las señales de la banda extendida sin modificar las de la banda inicial. A medida que los ceros de la STF se desplazan hacia el borde del círculo unidad, es decir, aumentan su valor, por ejemplo aumentando el valor de b_2 , la frecuencia a la que se produce el pico de la STF disminuye, por lo que se conseguirá un aumento de la STF a la frecuencia del BW extendido mayor, y una mejora de la SNR mayor en esa banda.

Para mostrar el funcionamiento de esta técnica, a continuación se muestran algunos ejemplos genéricos para los SDMs de segundo y tercer de la Figura 3.1 con un cuantificador de 4bits y una OSR=32, donde se parte de un BW inicial (mostrado en color verde en las figuras siguientes) y se quiere aumentar en un 50% (mostrado en rosa en las siguientes figuras). Más adelante se mostrará el caso concreto para la aplicación del micrófono MEMS como sensor de ultrasonidos, pero primero se va a estudiar la técnica propuesta de forma genérica. Primero se va a ilustrar el caso de segundo orden. Para ello se empleará como SDM

de partida el standard de segundo orden cuyos coeficientes se muestran en segunda columna de la Tabla 3.1.

Tabla 3.1 Coeficientes de SDMs de segundo orden

coeficientes	SDM standard	SDM para BW extendido
a1	1	0.0908
a2	1	0.4780
b1	1	0.0908
b2	0	5.7358
b3	0	0
c1	1	5.2635
c2	1	2.0921
g1	0	0

Debido a los valores de dichos coeficientes, el cero de la STF en $z=0$ se cancela con un polo de la STF en la misma frecuencia por lo que la STF sólo tiene un polo en $z=0$, como muestra la Figura 3.4.

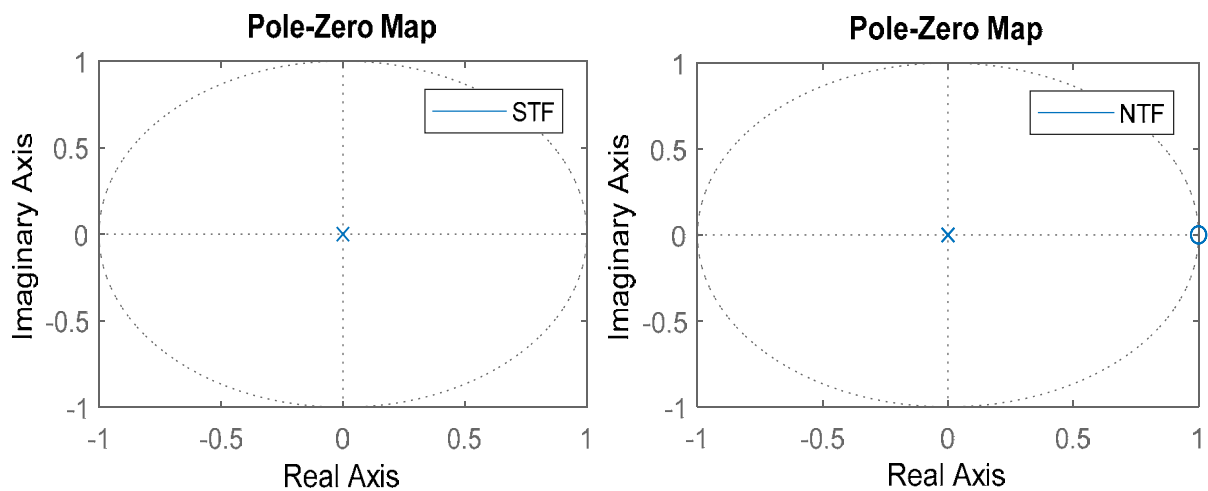


Figura 3.4 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y la NTF (derecha) para un SDM de segundo orden standard

Para esos valores de coeficientes, la magnitud de la respuesta en frecuencia tanto de la STF como de la NTF se muestran en la Figura 3.5, donde se puede observar que la STF es plana.

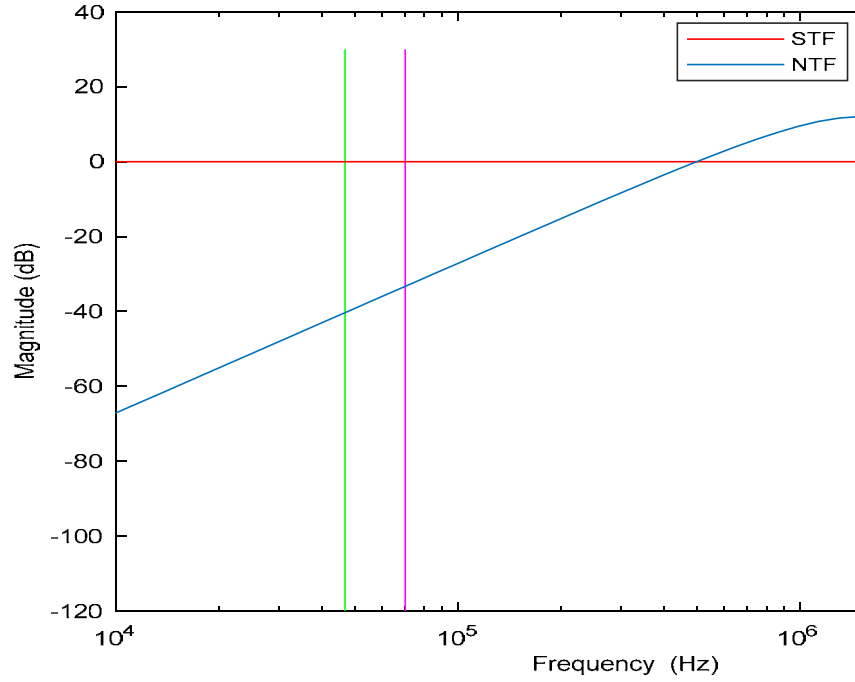


Figura 3.5 Magnitud de la respuesta en frecuencia STF y NTF de un SDM de segundo orden standard

Para realizar el aumento de la señal en el ancho de banda extendido, se va a añadir un cero a la STF mediante el coeficiente b_2 . Debido al aumento de la STF que produce esta técnica, las variables de estados superan el fondo de escala del SDM, por lo que es necesario escalar los coeficientes obteniéndose los mostrados en la tercera columna de la Tabla 3.1. Para dichos coeficientes se puede observar en la Figura 3.6 un nuevo cero, que se traduce en un aumento de la señal en la banda extendida como muestra la respuesta en frecuencia de la Figura 3.7. Sin embargo, la NTF permanece inalterada como muestra su diagrama de polos y ceros (Figura 3.4 vs Figura 3.6) y su respuesta en frecuencia de segundo orden (Figura 3.5 vs Figura 3.7), siendo sus polos comunes con los de la STF como se ha visto anteriormente.

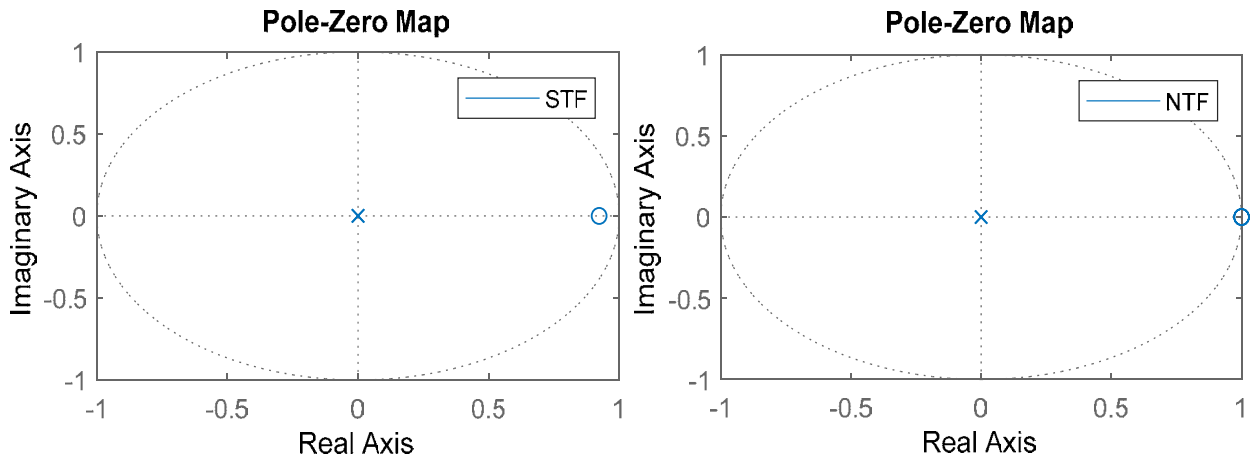


Figura 3.6 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y la NTF (derecha) para el SDM de segundo orden con BW extendido

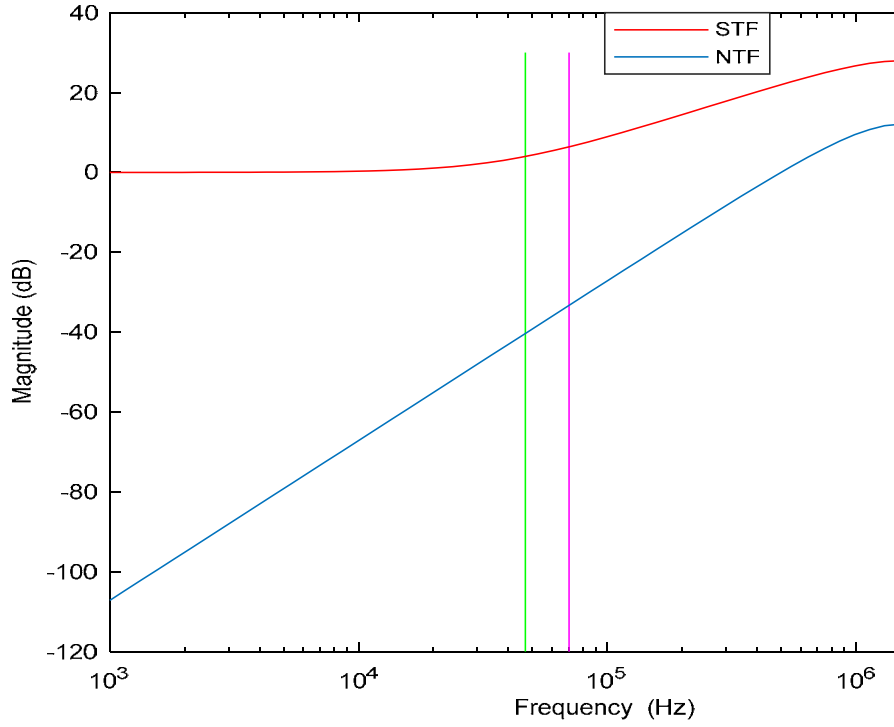


Figura 3.7 Magnitud de la respuesta en frecuencia STF y NTF de un SDM de segundo orden con BW extendido

Por último se realizan varias simulaciones temporales utilizando Matlab/Simulink® para ver el funcionamiento del SDM y calcular la SNR de la señal de salida. Para un tono de entrada de -20dB en el BW inicial, el SDM standard obtiene una SNR de 66.8dB (integrando el ruido hasta el BW inicial, como será requerido por la aplicación para la que se investiga esta técnica); mientras que para un tono en el BW extendido la SNR es de 57.3dB debido a la mayor acumulación de ruido a esas frecuencias como muestra la Figura 3.8.

Añadiendo el coeficiente b_2 , como se ha mostrado anteriormente, se produce un aumento de la SNR en la banda extendida mientras que la banda inicial permanece prácticamente inalterada. Para este caso, las SNRs que se obtienen para las mismas simulaciones que en el caso standard son 69.9dB y 62.6dB, respectivamente. Debido a la presencia del cero en una frecuencia un poco menor que el BW inicial para mover el pico de la STF a frecuencias menores, se produce un pequeño aumento de la señal a frecuencias cercanas al BW inicial, como es el caso de la simulación, por lo que la SNR aumenta un poco. Tras añadir el coeficiente b_2 , e integrando el ruido hasta el BW extendido con un tono de entrada en dicha banda, la SNR aumenta en unos 5dB, cumpliendo esto el objetivo de aumento de la STF en esa banda de frecuencias debido a la ecualización de la señal.

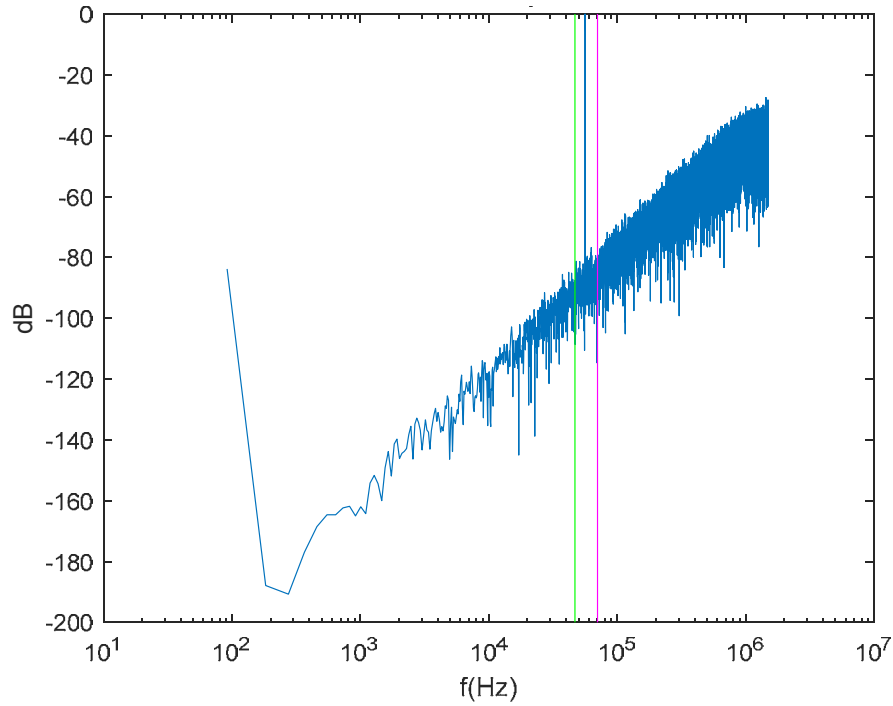


Figura 3.8 Espectro de salida del SDM con BW extendido

Una vez visto el ejemplo del SDM de segundo orden, se va a ilustrar el caso de tercer orden, como el mostrado en la Figura 3.1b, con un cuantificador también de 4bits. El SDM de inicio se obtendrá empleando el Toolbox de Schreier [29], con una $OSR=32$ y sin coeficientes *feedforward*. La segunda columna de la Tabla 3.2 muestra los coeficientes obtenidos para este SDM inicial, con el que se obtienen unas SNRs de 61.3dB y 47.6dB para el BW inicial y el extendido, respectivamente.

Tabla 3.2 Coeficientes de SDMs de tercer orden

coeficientes	SDM inicial	SDM para BW extendido
a1	0.0440	0.0440
a2	0.2442	0.1156
a3	0.5556	0.5556
b1	0.0440	0.0440
b2	0	0.4734
b3	0	0
b4	0	0
c1	1	0.4734
c2	1	1
c3	1	2.1125
g1	0	0

Teniendo en cuenta lo estudiado a lo largo del apartado, estos valores de los coeficientes dan lugar a un cero en la STF en $z=0$, como muestra el diagrama de polos y ceros de la Figura 3.9, tanto para la STF como para la NTF.

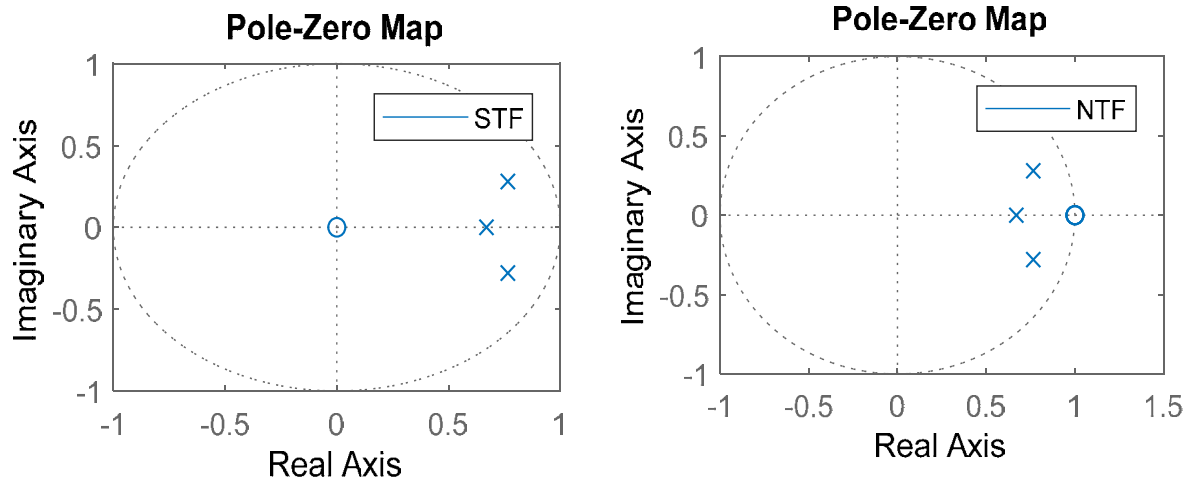


Figura 3.9 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y NTF (derecha) del SDM inicial de tercer orden

Para este SDM se obtienen las respuestas en frecuencia de la STF y de la NTF mostradas en la Figura 3.10, donde se observa que la STF es plana al menos hasta el BW extendido.

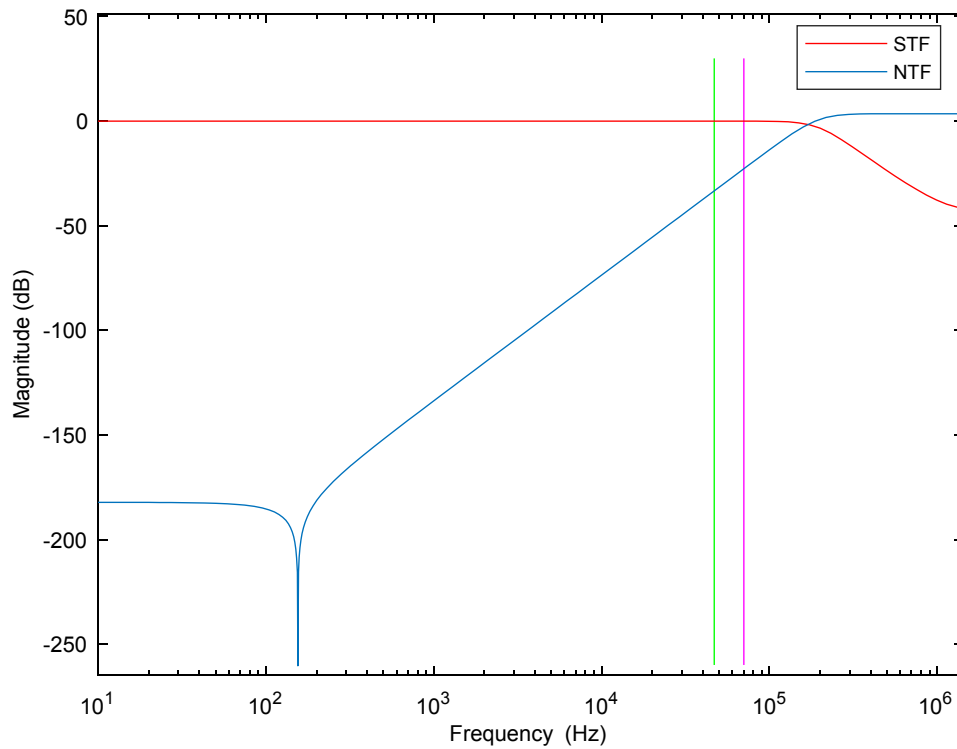


Figura 3.10 Respuesta en frecuencia de la STF y la NTF del SDM inicial de tercer orden

Para realizar la ecualización de la señal en el BW extendido, en el caso de tercer orden, se va a añadir también el coeficiente b_2 , ya que es el que más afecta como se ha comentado anteriormente. Escalando los coeficientes del SDM para disminuir sus variables de estados se obtienen los representados en la tercera columna de la Tabla 3.2. Como se ha estudiado anteriormente, dicho coeficiente añade un cero real nuevo a la STF como muestra la Figura 3.11, por lo que se va a producir un pico en la STF que hace que la señal se vea amplificada en el BW extendido como muestra la Figura 3.12. Sin embargo, la NTF permanece de nuevo inalterada, por lo que no se modifica el conformado de ruido del SDM, en este caso de tercer orden.

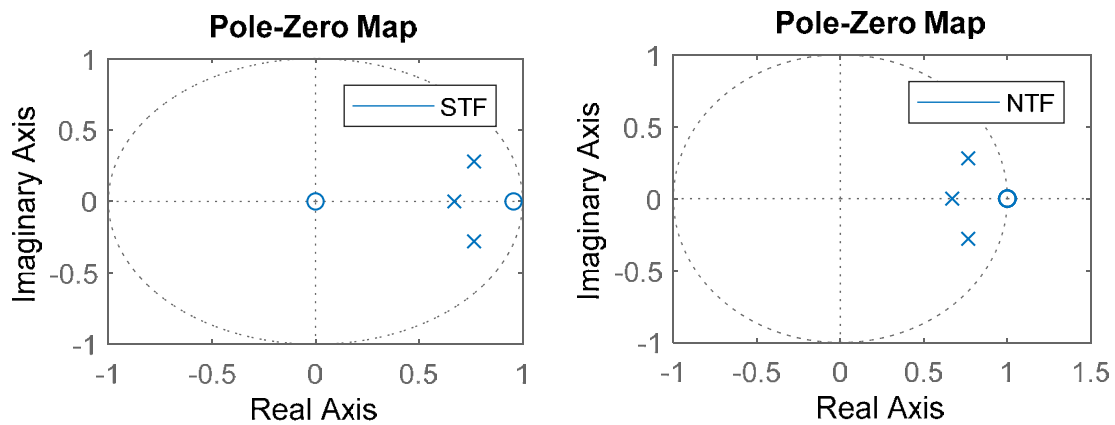


Figura 3.11 Diagrama de polos y ceros de la STF (izquierda) y la NTF (derecha) para el SDM de tercer orden con BW extendido

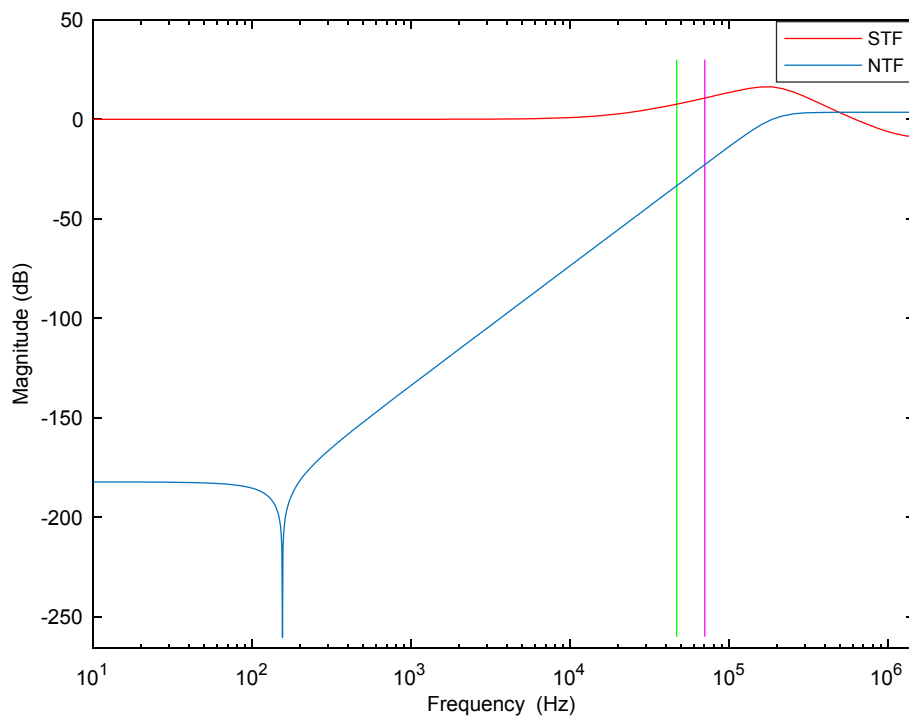


Figura 3.12 Magnitud de la respuesta en frecuencia STF y NTF del SDM de tercer orden con BW extendido

Las SNRs para el BW inicial y el BW extendido para el SDM al que se ha añadido el coeficiente b_2 , son 63.3dB y 54.8dB, respectivamente. Si se comparan estos valores con los obtenidos para el SDM inicial de tercer orden (61.3dB y 47.6dB, respectivamente) se observa que en el BW extendido la SNR se ha aumentado en unos 7dB. A pesar de tener una STF menos agresiva respecto al caso de segundo orden, el aumento de la SNR es un poco mayor debido al orden mayor del propio SDM. A continuación, la Figura 3.13 muestra el espectro de salida del SDM para un tono con frecuencia en la banda extendida.

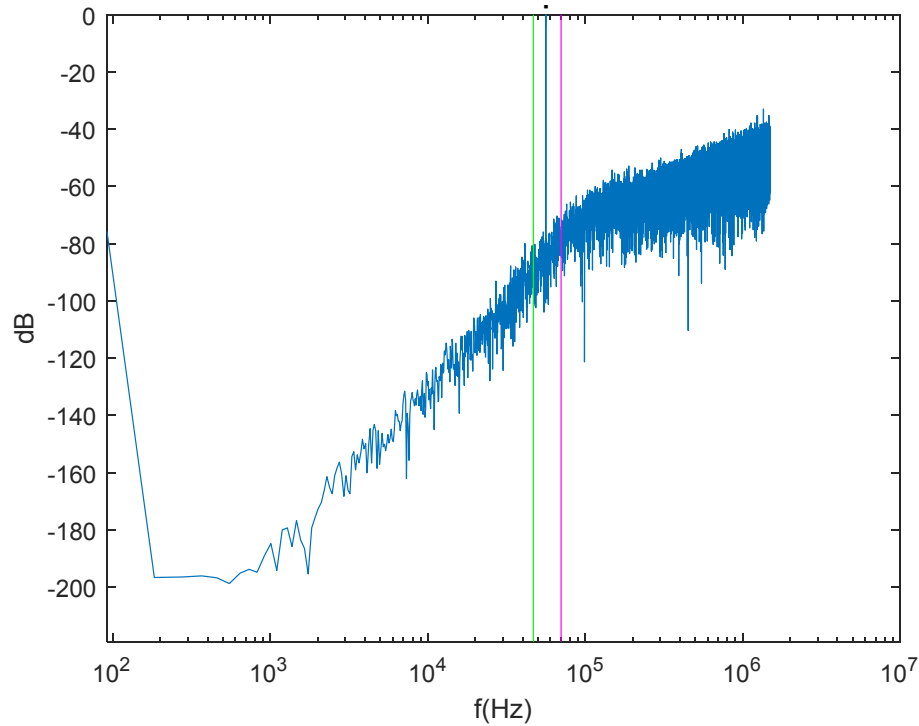


Figura 3.13 Espectro de salida del SDM de tercer orden con BW extendido

El principal inconveniente de esta técnica, como se verá en siguientes apartados, es que, a pesar de escalar los coeficientes del SDM, se produce una disminución de la MSA en función de los valores de los coeficientes *feedforward* seleccionados y de la amplificación de la señal obtenida en la banda extendida. Cuanto mayor es la amplificación de las señales en la banda extendida, mayor será la disminución de la MSA del SDM, tanto para señales en la banda inicial como en la banda extendida. Para el SDM de tercer orden utilizado como ejemplo en este apartado, al modificar la STF la MSA disminuye hasta -7dB con respecto al fondo de escala para simulaciones en el BW inicial. La Figura 3.14 muestra el DR teórico en azul para este SDM para un tono de entrada en una frecuencia en la banda inicial, mientras que en rojo muestra el DR simulado, donde se puede observar como disminuye la MSA.

Estos ejemplos no son más que una pequeña demostración de cómo aplicar esta técnica a un SDM conocido. En el capítulo 5 se estudiará un caso práctico real sobre la aplicación de esta técnica a un SDM diseñado para un micrófono MEMS que se quiere emplear como sensor de ultrasonidos requiriendo un consumo de potencia adicional mínimo ya que éste se va a utilizar en dispositivos móviles.

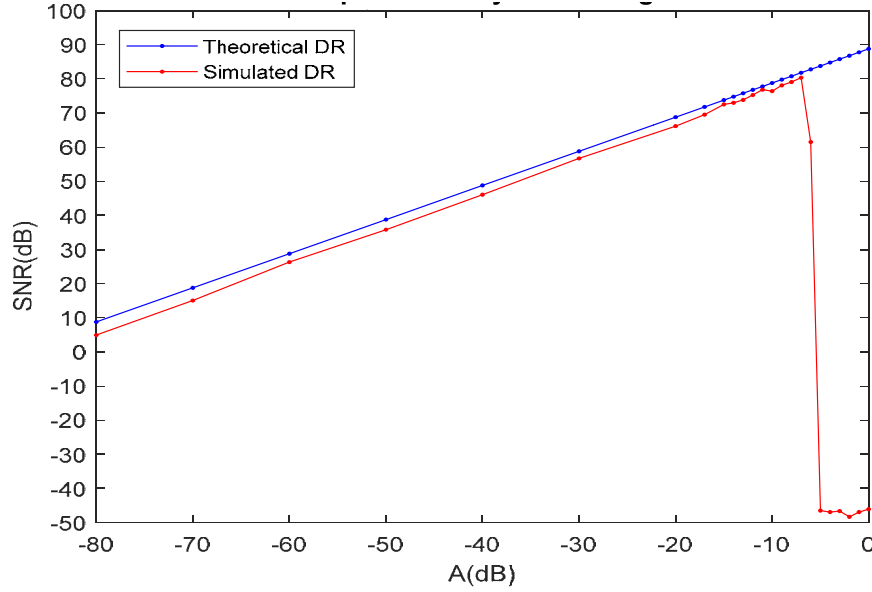


Figura 3.14 Rangos dinámicos teórico y simulado para el SDM de tercer orden

3.3 Impacto en la estabilidad del lazo

El cuantificador del que se compone un SDM es un elemento no lineal que generalmente se modela como si fuera lineal, por lo que resulta necesario realizar un estudio de linealidad para ver hasta qué punto es cierta dicha aproximación. Debido a esta no linealidad del cuantificador, la variación de coeficientes del SDM que la técnica de ecualización propuesta realiza, puede producir la saturación de dicho cuantificador, y esto implicar inestabilidad del lazo de realimentación. Para estudiar esto, se va a realizar un breve análisis de linealidad del cuantificador [32], en el que se estudia el valor de su ganancia para diferentes valores de amplitud de entrada, con el fin de comprobar si se ha saturado o tiene un funcionamiento lineal en todo el rango de amplitudes de entrada.

Para modelar la no linealidad del cuantificador se va a considerar que el cuantificador tiene dos entradas: la salida del filtro del bucle, $v[n]$, y el error de cuantificación, $e[n]$, como muestra la Figura 2.2b. Teniendo en cuenta esta hipótesis, se pueden asociar dos ganancias diferentes para linealizar el cuantificador [32], K_v y K_e , correspondientes a las entradas $v[n]$ y $e[n]$, respectivamente, como muestra la Figura 3.15. El problema surge a la hora de calcular el valor de dichas ganancias de manera que el error que surge al modelar un elemento no lineal como dos ganancias lineales sea mínimo.

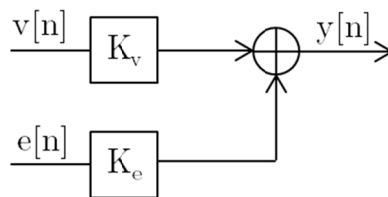


Figura 3.15 Modelado lineal de la ganancia del cuantificador

Atendiendo a lo desarrollado en [32], se obtiene que las ganancias del cuantificador pueden obtenerse a través del operador estadístico esperanza $E\{\cdot\}$ (también conocido como valor medio) de las entradas y salida del cuantificador tal y como muestra (3.16).

$$\begin{aligned} K_v &= \frac{E\{y[n] \cdot v[n]\}}{E\{v^2[n]\}} \\ K_e &= \frac{E\{y[n] \cdot e[n]\}}{E\{e^2[n]\}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Para aplicarlo a un caso de ejemplo se va a emplear el SDM de tercer orden CRFB con coeficientes *feedforward* estudiado en el apartado 3.2, basado en el SDM de la Figura 3.1b y cuyos coeficientes se muestran en la tercera columna de la Tabla 3.2. Para ello se va a realizar un barrido de amplitudes de entrada al SDM para una frecuencia al 80% del BW extendido y mediante (3.16) se van a calcular las ganancias del cuantificador, que idealmente deberían tomar el valor uno. Mientras estas dos ganancias se aproximen a uno el cuantificador se está comportando de manera lineal, por lo que el SDM es estable. Sin embargo, cuando las ganancias tienden a valer cero se puede decir que el cuantificador se ha saturado, produciendo inestabilidad en el SDM para ese valor de amplitud de entrada.

La Figura 3.16 muestra los valores de ambas ganancias, K_v y K_e , para el SDM de estudio obtenidas mediante simulaciones con Matlab/Simulink® para una entrada al 80% del BW extendido. Como se puede observar, ambas ganancias presentan un valor muy cercano a la unidad cuando la amplitud de entrada es baja, sin embargo, llega un momento en el que el cuantificador se satura pasando estas ganancias a tomar el valor cero y volviendo el SDM inestable. Para este SDM de ejemplo y esa frecuencia de entrada esto ocurre a la amplitud de -11dB, lo que se corresponde con su MSA como muestra la Figura 3.17. Esto quiere decir, que el cuantificador se comporta como su modelo lineal hasta la MSA del SDM, pero que para amplitudes mayores el cuantificador se satura haciendo el SDM inestable. Si se varía la frecuencia del tono de entrada este valor de MSA variará, de manera que a mayor frecuencia la MSA será menor y viceversa.

Este estudio basado en [32] resulta muy interesante de cara a entender mejor el funcionamiento del SDM y qué le ocurre cuando se añaden o modifican determinados coeficientes, tanto a amplitudes de entrada bajas como a amplitudes de entrada altas, y puede ser realizado para cualquier tipo de SDM ya que tan sólo se necesitan las señales que aparecen en la Figura 3.15, es decir, la entrada, la salida y el error del cuantificador.

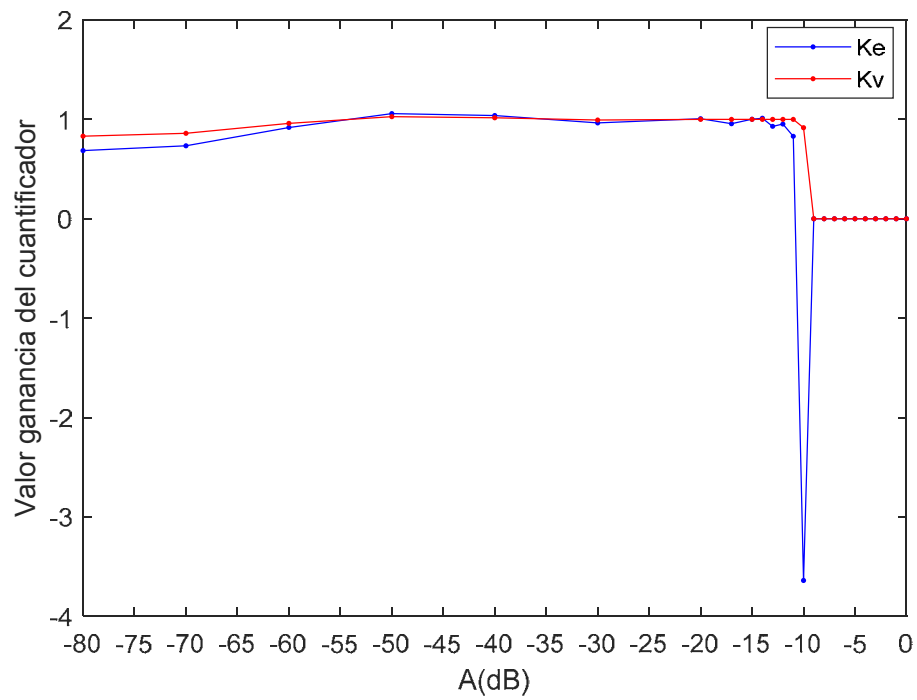


Figura 3.16 Ganancias del cuantificador modelado como elemento lineal para una entrada al 80% del BW extendido

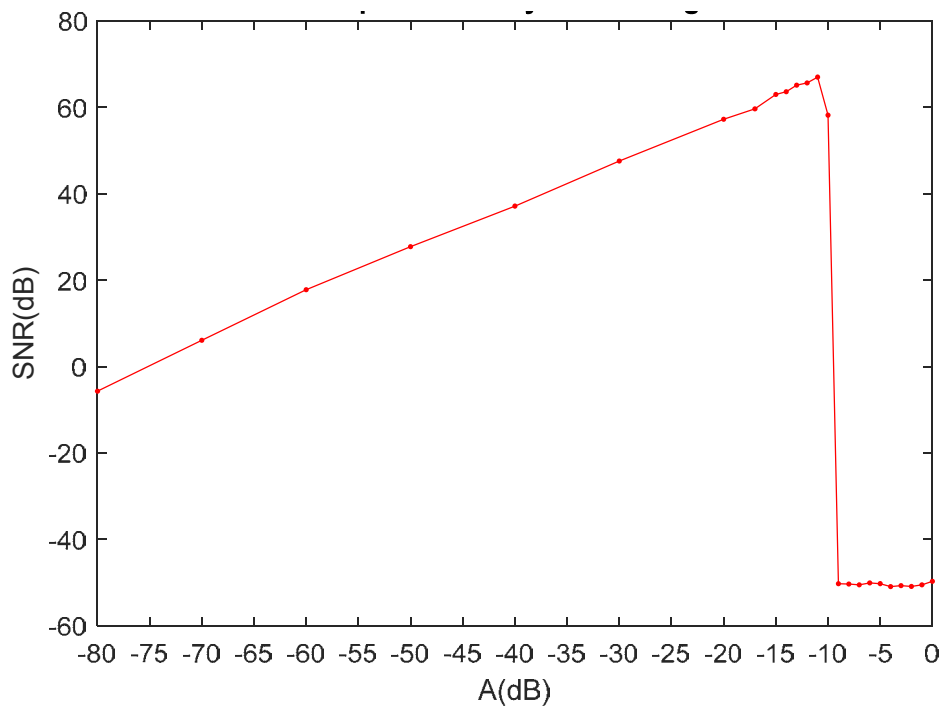


Figura 3.17 Rango dinámico para ilustrar el valor de la MSA del SDM para una entrada al 80% del BW extendido

3.4 Impacto en la linealidad del ADC

Como se ha comentado en el apartado 3.2, al aplicar la técnica de ecualización que esta tesis propone, las variables de estados del SDM pueden aumentar por encima del fondo de escala del SDM, por lo que es necesario realizar un escalado de los coeficientes, como se explicará en este apartado, con el fin de reducir dichas variables de estados. Por otro lado, la MSA del SDM varía en función de la amplificación en la banda extendida que se necesite realizar. Tanto el aumento de las variables de estado como la variación de la MSA interfieren en la linealidad del SDM por lo que es necesario tenerlas en cuenta.

Primero se va a comenzar con el aumento de las variables de estado y cómo éstas pueden disminuirse mediante el escalado de los coeficientes sin modificar ni la SNR, ni la STF y la NTF del SDM. Para ello se va a emplear como ejemplo el SDM de tercer orden estudiado hasta el momento, cuyos coeficientes se muestran en la tercera columna de la Tabla 3.2. En este SDM, al añadir un cero a la STF mediante el coeficiente b_2 , se está añadiendo un porcentaje de la señal de salida a la entrada del segundo integrador, como muestra la Figura 3.1b, por lo que las variables de estado medidas a la salida del segundo y tercer integradores, $x_2[n]$ y $x_3[n]$, pueden superar el fondo de escala del SDM. Para que estos valores de las variables de estados disminuyan y estén dentro del fondo de escala del SDM hay que realizar una transformación de las variables de estado iniciales, teniendo en cuenta que el SDM es un sistema LTI. Estas variables de estado se transforman de $x[n]$ a $x'[n]$, siendo $x'[n]$ definida en (3.17), donde T se denomina matriz de transformación.

$$x'[n] = T \cdot x[n] \quad (3.17)$$

Teniendo en cuenta la representación del sistema en matrices de estados para el SDM de tercer orden (3.6) y la transformación de las variables de estados (3.17), se obtienen unas nuevas matrices de estados A_s , B_s , C_s y D_s escaladas que se calculan como muestra (3.18). Por simplicidad, la matriz de transformación T suele ser una matriz diagonal, suficiente en la mayoría de los casos para realizar el escalado deseado.

$$\begin{cases} A_s = T \cdot A \cdot T^{-1} \\ B_s = T \cdot B \\ C_s = C \cdot T^{-1} \\ D_s = D \end{cases} \quad (3.18)$$

Ya que según muestra (3.7) las matrices de estados se definen mediante los coeficientes, y teniendo en cuenta que la matriz de transformación es una matriz 3x3 diagonal, cuyos valores de la diagonal principal son t_{11} , t_{22} y t_{33} , donde cada uno de estos coeficientes representa lo que ha de disminuirse la correspondiente variable de estado, los valores de los nuevos coeficientes escalados vienen definidos por (3.19) para el SDM de tercer orden CRFB.

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{1s} = t_{11} \cdot a_1 \\ a_{2s} = t_{22} \cdot a_2 \\ a_{3s} = a_3 \\ b_{1s} = t_{11} \cdot b_1 \\ b_{2s} = t_{22} \cdot b_2 \\ b_{3s} = b_3 \\ b_{4s} = b_4 \\ c_{1s} = \frac{t_{22}}{t_{11}} \cdot c_1 \\ c_{2s} = \frac{t_{33}}{t_{22}} \cdot c_2 \\ c_{3s} = \frac{c_3}{t_{33}} \\ g_{1s} = \frac{t_{22}}{t_{33}} \cdot g_1 \end{array} \right. \quad (3.19)$$

La Figura 3.18 muestra una simulación temporal de las variables de estado del SDM de tercer orden una vez escalado para una frecuencia del tono de entrada en el rango de frecuencias de la banda extendida (80% del BW extendido) y una amplitud de -11dB, correspondiente a la MSA en frecuencias de la banda extendida, como muestra la Figura 3.17. Como se puede observar, tanto la variable de estado $x_1[n]$ como $x_2[n]$ como $x_3[n]$ se encuentran comprendidas dentro del fondo de escala del SDM, cuyo rango es de $\pm 1V$, evitando la saturación de los amplificadores operacionales que incluyen los integradores.

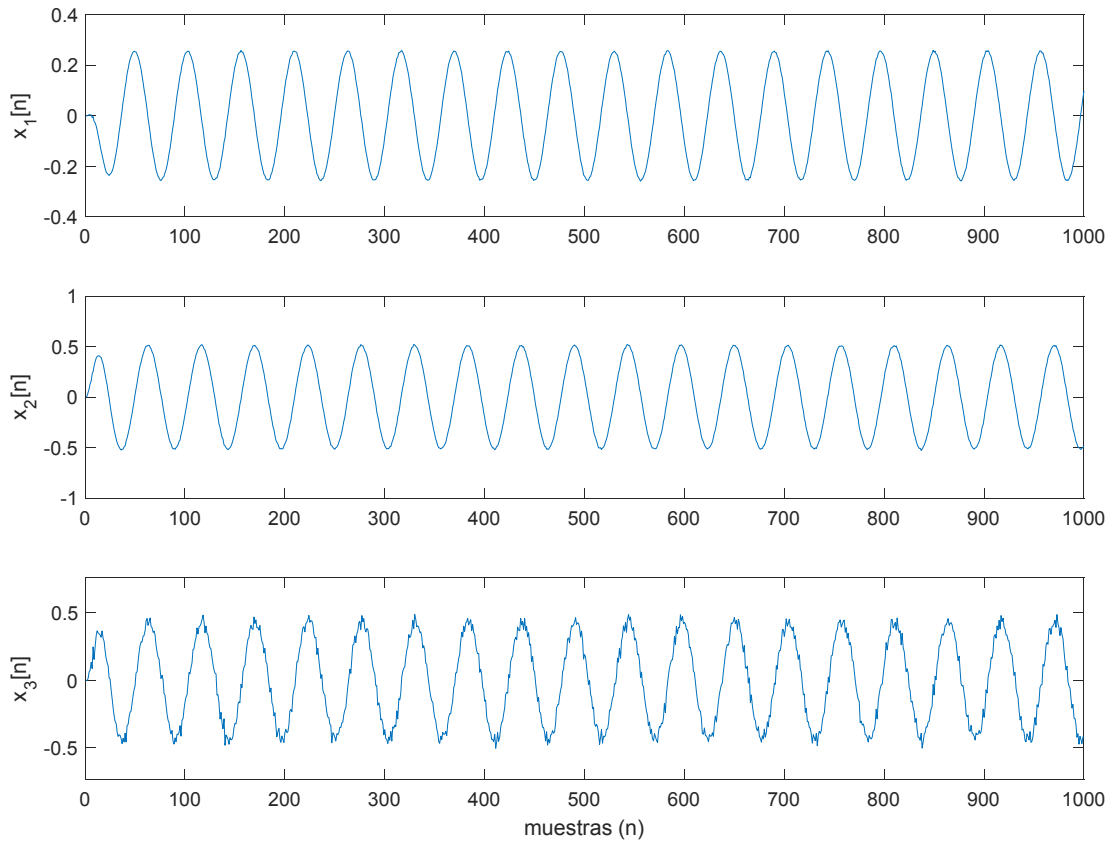


Figura 3.18 Variables de estado del SDM de tercer orden tras escalar sus coeficientes

Una vez visto qué ocurre con las variables de estados del SDM, se va a analizar el comportamiento de la MSA, adelantado previamente. Para ello se van a realizar diferentes simulaciones de rango dinámico para diferentes valores de los coeficientes *feedforward*. Se van a mostrar en la Figura 3.19 las diferentes STF's que se obtienen variando el coeficiente b_2 (entre 0 y 1.5 previamente al escalado) y en la Figura 3.20 los diferentes rangos dinámicos equivalentes a dichas STF's para una entrada a una frecuencia en el 80% de la frecuencia del BW extendido.

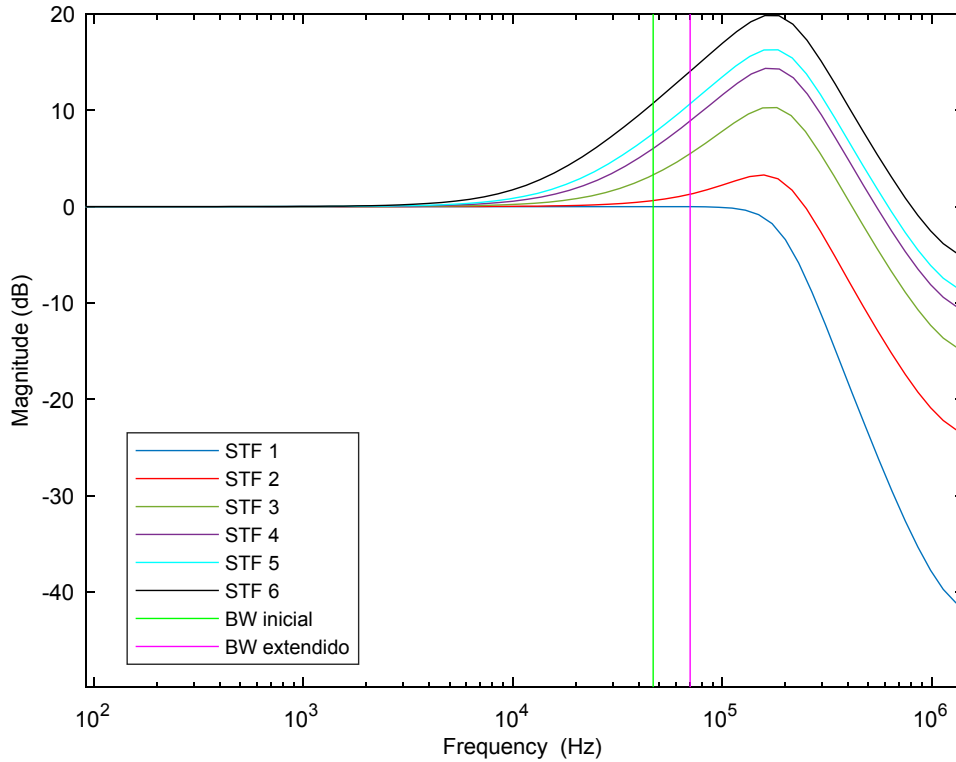


Figura 3.19 STF's para diferentes valores de los coeficientes *feedforward*

Como se puede observar, a medida que aumenta el valor del coeficiente b_2 (teniendo en cuenta que es mínimo, $b_2=0$, para la STF 1 y máximo, $b_2=1.5$, para la STF 6) se produce una amplificación de señal mayor, como muestra la Figura 3.19. Sin embargo a medida que esta amplificación es mayor, la MSA disminuye como muestran los DRs de la Figura 3.20, llegando a disminuir hasta -16dB en el peor de los casos (para el coeficiente más elevado del ejemplo), por lo que el DR del SDM también disminuye.

Tras ver los resultados obtenidos en la Figura 3.19 y la Figura 3.20, se llega a la conclusión de que lo ideal es llegar a un compromiso entre la MSA que se obtiene para el SDM y el aumento de la SNR producido para señales de entrada pertenecientes a la banda extendida. Teniendo en cuenta este compromiso, se ha llegado a los valores de los coeficientes mostrados para los ejemplos del apartado 3.2, en los que se ha conseguido un aumento de la SNR mayor de 6dB manteniendo una MSA aceptable, que siendo más correctos, deberá evaluarse para la aplicación concreta como ocurrirá más adelante. El caso evaluado en los

apartados anteriores, cuyo DR es mostrado en la Figura 3.17, se corresponde con el color azul claro de la Figura 3.19 y la Figura 3.20, donde se obtiene una MSA de -11dB para las señales de la banda extendida y un aumento de la señal de unos 7dB en la banda extendida.

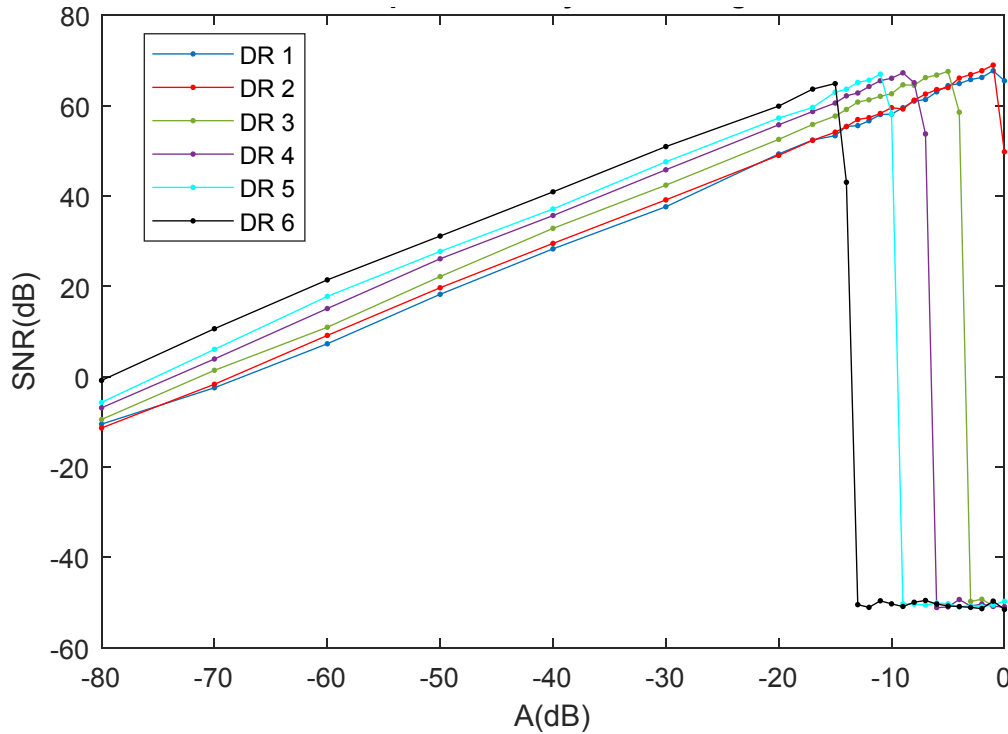


Figura 3.20 DRs para diferentes valores de los coeficientes *feedforward* a una frecuencia de entrada al 80% del BW extendido

3.5 Impacto en el consumo de potencia

Otro punto interesante a estudiar es el aumento del consumo de potencia que la técnica de ecualización propuesta en esta tesis supone en un SDM inicial previamente diseñado. Para ello se han de tener en cuenta qué componentes hay que modificar o añadir al utilizar esta técnica y que implicación pueden tener en el aumento del consumo de potencia del SDM.

Considerando un integrador en capacidades conmutadas como el que se muestra en la Figura 3.21, las fuentes de ruido más importantes que pueden afectar el funcionamiento del SDM son el ruido térmico asociado a los interruptores y el ruido *flicker* (o ruido $1/f$, donde f es la frecuencia) del amplificador operacional (*opamp*) [33].

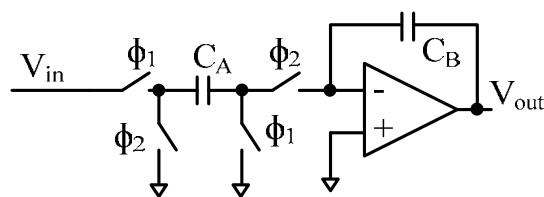


Figura 3.21 Circuito de un integrador en capacidades conmutadas

La modificación de estas fuentes de ruido puede hacer necesaria la modificación del circuito del SDM, concretamente de los *opamps*, lo que implicaría un aumento del consumo de potencia; sin embargo, en este caso no será necesario ya que el ruido de los *opamps* no se ve afectado al no ser necesario modificarlos. A esto habría que añadir el consumo de potencia que resulta de añadir al SDM CRFB de tercer orden el coeficiente b_2 mediante el condensador C_{add} y sus interruptores mostrados en la Figura 3.2 en color rojo.

Este apartado se centra primero en la adición de nuevos componentes, que incluye un condensador y cuatro interruptores al circuito del SDM, añadidos de la misma manera que C_A en la Figura 3.21. Esto supone la adición únicamente de componentes pasivos y no de componentes activos, tales como *opamps*, como ocurre con otras técnicas de ecualización, por lo que el consumo de potencia extra que supone al circuito será mínimo. Teniendo en cuenta los componentes del circuito que forman el SDM de tercer orden CRFB y el número total de condensadores e interruptores que presenta, la adición del coeficiente b_2 supondría un aumento del número de interruptores de un 6% sobre el número de interruptores previamente incorporados al SDM inicial, y un aumento de un 3% aproximadamente sobre el número total de condensadores presentes en el circuito del SDM inicial. Este aumento de componentes es mínimo, lo que supondría un porcentaje mínimo de aumento de consumo de potencia respecto al SDM completo, ya que los componentes que más consumen son los *opamps* y el cuantificador.

Además de tener en cuenta la adición de nuevos componentes al circuito, hay que contemplar la posibilidad de que componentes que ya se encontraban en el circuito del SDM inicial deban ser modificados debido a la modificación del BW del SDM y a la adición de los nuevos componentes. Suponiendo *opamps* ideales en un integrador discreto como el de la Figura 3.21, no sería necesario modificarlos pese a hacer cualquier modificación en el circuito del SDM; sin embargo los *opamps* reales producen una serie de efectos no ideales en los integradores que pueden afectar el comportamiento del SDM y que harían que fuese necesario modificarlos. A continuación se va a realizar una breve descripción de las no idealidades que pueden presentar los *opamps*.

Teniendo en cuenta que un *opamp* es considerado un sistema con una función de transferencia tipo paso bajo, con una ganancia y un polo, las no idealidades de dicho *opamp* que producen efectos no ideales en los integradores son la ganancia G , el BW finito, el *slew rate* (SR) y la saturación [33]. De forma ideal, la ganancia de un integrador es infinita, sin embargo, en la práctica la ganancia está limitada por restricciones del circuito y por la ganancia en bucle abierto del *opamp*. Como consecuencia de esta pérdida de ganancia (conocida como “*leakage*”) una fracción α de la salida previa del integrador es añadida a cada nuevo muestreo de entrada [33]. De esta manera la ganancia en DC limitada del integrador se puede representar de la siguiente manera (3.20), donde el valor de α deberá ser lo mínimo posible para asemejarse lo más posible al caso ideal.

$$gananciaDC = \frac{1}{1-\alpha} \quad (3.20)$$

Otras de las no idealidades son el *SR* y el BW finito. El *SR* se define como “la máxima tasa de cambio de la salida del *opamp* para seguir una variación producida en la entrada de dicho *opamp*”, y se mide en V/ μ s. Por otro lado, idealmente se considera que un *opamp* tiene un BW infinito, sin embargo, ya que éste es de tipo paso bajo, tendrá un BW limitado por el polo del *opamp*. Este BW suele estar en el rango de unos pocos MHz, por lo que hay que tener en cuenta que puede estar situado en el BW de interés [34]. Para evitar esto hay que asegurarse que el BW del SDM sea mucho menor que el BW del *opamp*, como ocurre en los casos de ejemplo mostrados anteriormente y como ocurrirá en el caso práctico que se explicará en el capítulo 5. Tanto el efecto del *SR* como el del BW finito son efectos no ideales relacionados entre sí y que pueden ser representados mediante una ganancia no lineal [35]. De hecho, en circuitos de capacidades conmutadas, dichas no idealidades llevan a una respuesta transitoria no ideal en cada ciclo de reloj, lo que produce una transferencia de carga incompleta a la salida al final del periodo de integración.

El último efecto no ideal a tener en cuenta es la saturación de los *opamps*, que puede ocurrir cuando las señales tienen un valor muy elevado, por lo que a la hora de modelar el sistema se han de añadir bloques de saturación que limiten los valores máximos de los integradores.

Todos estos efectos no ideales aparecen en el SDM inicial por lo que no suponen un aumento en el consumo del SDM. El único que podría tenerse en cuenta a la hora de aplicar la técnica de ecualización es el BW de los *opamps*, debido a que se está permitiendo el procesado de señales más allá del BW inicial del SDM. Como se ha dicho anteriormente, el BW de los *opamps* suele estar en el rango de los MHz, por lo que en el rango de frecuencias que aquí se utilizan, menores de 100kHz, no tendría que afectar, puesto que la frecuencia de muestreo no varía, por lo que no será necesario modificar los *opamps* y por lo tanto no aumentará su consumo de potencia.

Como conclusión, lo más importante a tener en cuenta en cuanto al consumo de potencia del SDM es la adición de los nuevos componentes que forman los coeficientes *feedforward*. Sin embargo estos componentes, al no ser componentes activos, representan un consumo de potencia extra mínimo en comparación con el consumo de potencia del SDM completo.

3.6 Comparativa de las diferentes soluciones de ecualización

A lo largo de los apartados anteriores se ha estudiado y desarrollado de forma teórica el funcionamiento de la técnica de ecualización propuesta en esta tesis. En este apartado se va a realizar una comparativa de las técnicas de ecualización ya existentes con la técnica propuesta.

Para realizar la amplificación de la señal en una banda de frecuencias determinada sin alterar el funcionamiento para el resto de las frecuencias, lo más común en el estado del arte es emplear un filtro adicional, bien sea un filtro ecualizador detrás del SDM como en [20] o embeber un filtro en el SDM como en [15]. El primer caso consiste en añadir un filtro ecualizador paso alto detrás del SDM, como se ha explicado en el capítulo 2. Este filtro tiene ganancia unidad a bajas frecuencias, pero aumenta su ganancia a frecuencias mayores donde se desea realizar la amplificación. Al estar colocado detrás del SDM, esa amplificación se hace tanto de la señal como del ruido de cuantificación, por lo que esta técnica sólo funciona si existe una fuente de ruido dominante como una interfaz PDM al final del sistema, de manera que la amplificación del ruido producida por el ecualizador no supere el ruido dominante del PDM, ya que esto haría que no mejorara la SNR. Por lo tanto, esta técnica presenta una limitación en cuanto a amplificación de la señal dada por el ruido del PDM. Sin embargo, la técnica propuesta en esta tesis no depende de la existencia de una fuente de ruido dominante por lo que puede aplicarse a sistemas en los que no exista una interfaz PDM, evitando también así la limitación en amplificación impuesta por dicho bloque.

El segundo caso consiste en embeber un filtro dentro del SDM. Partiendo del SDM de segundo orden de la Figura 3.1a con los coeficientes de la tercera columna de la Tabla 3.1, se va a añadir un filtro embebido en el SDM para realizar la ecualización de la señal. El BW inicial del SDM para este ejemplo es de 15kHz, mientras que el BW extendido será de 45kHz, es decir, el triple del inicial. El filtro se puede añadir de dos maneras, bien en topología paralelo o bien en topología serie, como se explicó en el capítulo 2 y muestra la Figura 2.7. A continuación, la Figura 3.22 muestra de arriba a abajo los tres modelos a comparar: el SDM standard con adición de b_2 , el SDM con el filtro embebido en paralelo (F1) o en serie (F2), obtenidos de la Figura 2.7.

Para poder comparar en igualdad de condiciones los diferentes modelos se va a emplear un filtro que produzca una amplificación de señal fuera de la banda inicial similar a la que produce la adición del coeficiente b_2 al SDM standard. Para ello se va a emplear, tanto para la topología en paralelo como en serie, un filtro activo de primer orden con un cero a una frecuencia de 15kHz y un polo a una frecuencia de 45kHz, cuya respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 3.23.

Una vez diseñado el filtro que se necesita para obtener la amplificación de la señal deseada, se van a representar las STFs y NTFs del SDM standard, del SDM que resulta de añadir el coeficiente b_2 y del que resulta al embeber el filtro de la Figura 3.23, tanto en la topología en serie como en paralelo, ya que es el mismo filtro. La Figura 3.24 muestra los resultados de dichas funciones de transferencia, donde se puede apreciar mediante las STFs que hasta el BW extendido, tanto el resultado de añadir b_2 como el de embeber el filtro producen una amplificación de la señal en dicha banda de frecuencias muy similar.

Para comparar el funcionamiento de ambas técnicas, se va a representar el espectro de salida y el DR de los tres moduladores de la Figura 3.22. Como se puede observar en la Figura 3.25, el espectro de salida es muy similar para ambas técnicas, siendo idéntico en el

caso del SDM con el filtro embebido tanto en paralelo como en serie. En la Figura 3.26 se muestran los diferentes DRs, donde se aprecia un comportamiento idéntico en el caso del filtro embebido sea en paralelo o en serie. Si se comparan las dos técnicas también se observa un DR muy similar y en ambos casos la MSA disminuye, aunque ésta es un poco mayor en el caso del filtro embebido a pesar de que la $SNR_{m\acute{a}x}$ es prácticamente la misma.

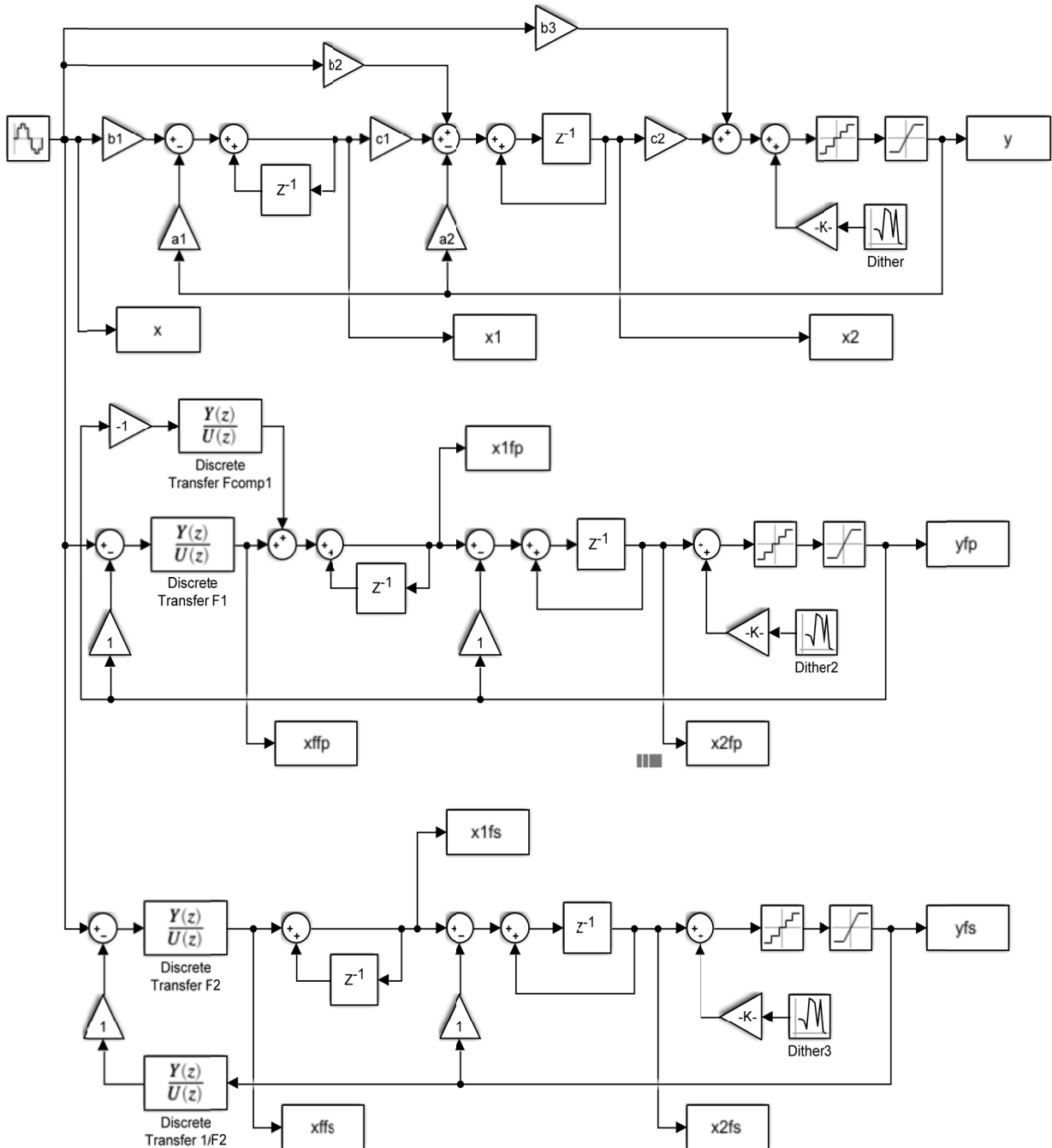


Figura 3.22 Comparación del SDM standard con adición de b_2 , con el SDM con filtro embebido en paralelo y con el SDM con filtro embebido en serie (Figura 2.7)

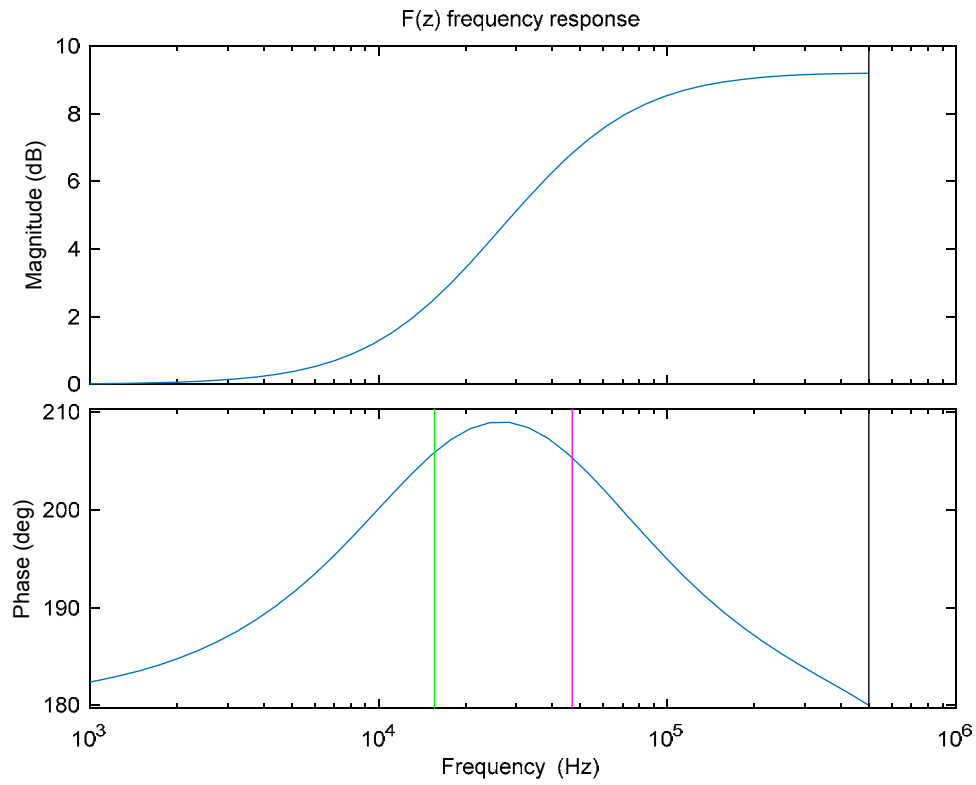


Figura 3.23 Filtro embebido en el SDM para ecualizar la señal

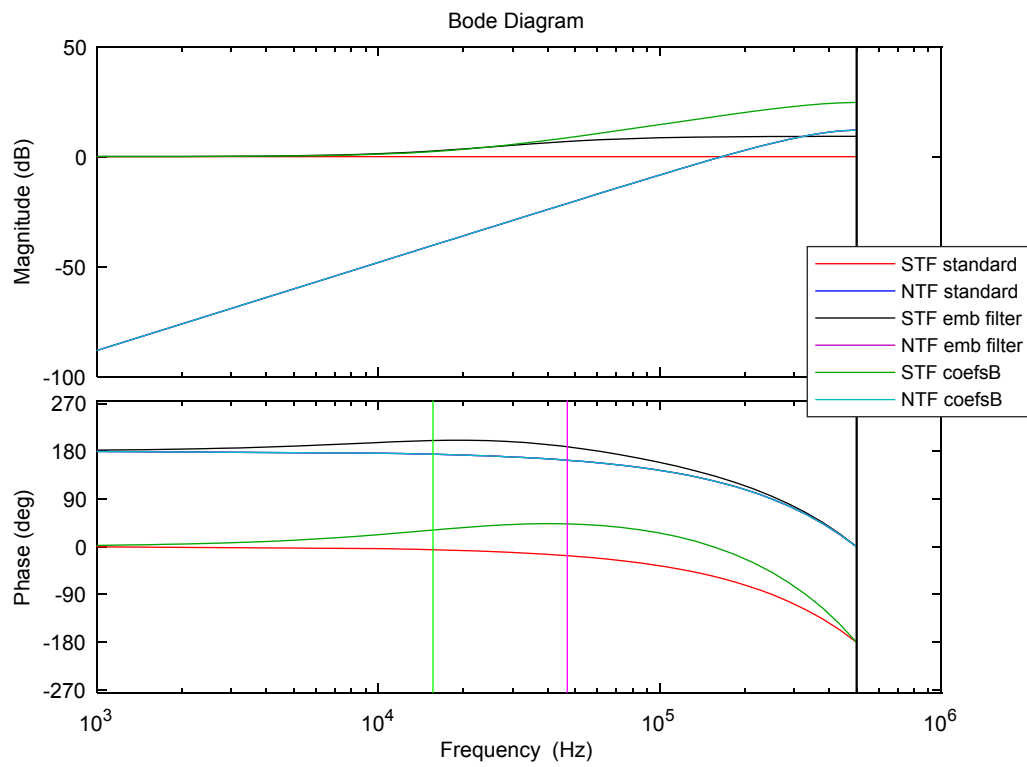


Figura 3.24 STFs y NTFs comparando diferentes técnicas de ecualización

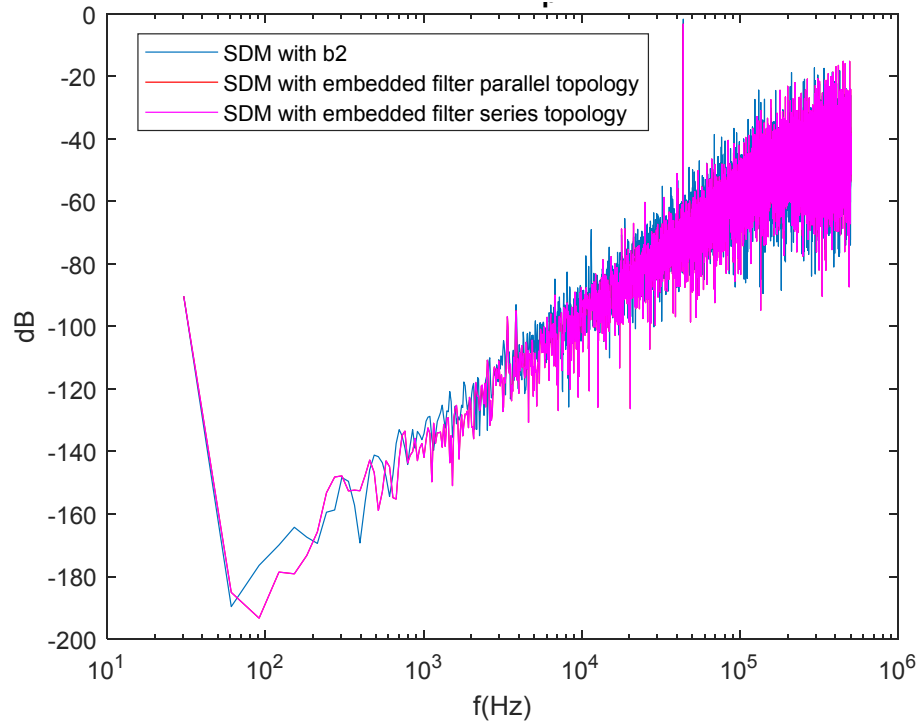


Figura 3.25 Espectro de salida comparando las diferentes técnicas de ecualización

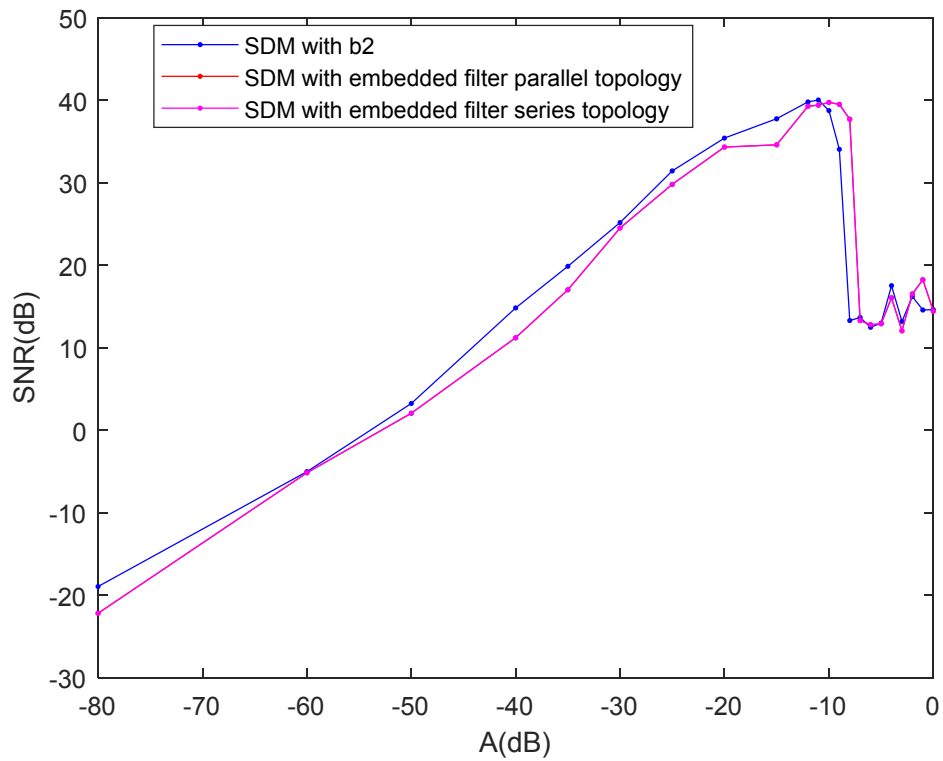


Figura 3.26 DR comparando las diferentes técnicas de ecualización

Como se puede comprobar, ambas técnicas presentan un funcionamiento muy similar. Sin embargo, la técnica propuesta en esta tesis tiene la ventaja de que no añade componentes

activos al SDM, mientras que el filtro de primer orden embebido sí presenta un componente activo, por lo que su consumo de potencia va a ser más óptimo en la técnica de ecualización propuesta. La Tabla 3.3 muestra a modo de resumen las características más relevantes de las tres técnicas comparadas: el filtro ecualizador [20], el filtro embebido en el SDM [15] y la técnica propuesta. Como se puede observar, la técnica propuesta presenta menor consumo de potencia y área adicionales y no necesita componentes activos ni una fuente de ruido adicional; sin embargo, disminuye la MSA del SDM.

Tabla 3.3 Comparación cualitativa de diferentes técnicas de ecualización

	Filtro ecualizador tras el SDM [20]	Filtro embebido en el SDM [15]	Técnica propuesta en esta tesis
Necesidad fuente adicional de ruido (PDM)	SI	NO	NO
Componentes activos adicionales	NO	SI	NO
Consumo de potencia	+	++	-
Área adicional	+	++	-
Disminución de MSA	NO	SI	SI

3.7 Conclusiones

Durante este capítulo se ha desarrollado teóricamente y de forma extendida para un SDM genérico la técnica de ecualización de señal propuesta en esta tesis como alternativa a las ya existentes, cuyo consumo de potencia es mínimo y además puede ser empleada en distintas topologías de SDM lleven o no una interfaz PDM detrás. Se ha presentado su funcionamiento y su impacto en la STF, y de esta manera cómo se consigue que se produzca la amplificación de la señal. Para ello se han empleado diferentes ecuaciones y se han incluido diferentes simulaciones para un SDM de segundo orden y otro de tercer orden que permiten demostrar dicho funcionamiento. También se ha estudiado su impacto en la estabilidad y la linealidad del sistema, donde se ha estudiado cuándo se produce saturación del cuantificador y, si las variables de estado sobrepasan el fondo de escala, cómo escalar los coeficientes del SDM para disminuirlas.

Por último se ha realizado un breve estudio del consumo de potencia adicional que esta técnica implicaría en un SDM previamente diseñado y se ha realizado una comparativa de dos técnicas de ecualización existentes con la técnica propuesta. Tras comparar la técnica propuesta con la ecualización mediante un filtro ecualizador y con la idea de embeber un filtro en un SDM se ha llegado a la conclusión de que la técnica propuesta presenta ciertas ventajas. En comparación con la técnica que utiliza un filtro ecualizador, ha quedado demostrado que tiene la ventaja de que no necesita la presencia de una fuente de ruido

dominante para que la técnica pueda ser aplicada, como sí ocurre en ese caso, ya que sólo se produce amplificación de la señal y no tanto de la señal como del ruido. En cuanto a la técnica de embeber un filtro en el SDM, la técnica propuesta en esta tesis presenta la ventaja de que no añade componentes activos, por lo que su consumo de potencia es más eficiente, mientras que al embeber el filtro en el SDM se están añadiendo componentes activos. La Tabla 3.3 muestra un resumen de dichas conclusiones.

De esta manera se puede concluir de forma teórica que esta técnica es una buena alternativa a las opciones de ecualización de señal existentes hasta el momento. Eso sí, hay que tener que la adición de coeficientes *feedforward* produce una disminución de la MSA a la vez que la amplificación de la señal en el BW extendido, por lo que hay que llegar a un compromiso entre ambas para realizar el diseño de SDM más óptimo para la aplicación deseada.

Capítulo 4. Herramienta de ayuda al diseño

Para que un SDM diseñado para aplicaciones de audio pueda ser utilizado para procesar señales de ultrasonidos es necesario modificarlo mediante la adición de coeficientes *feedforward* que modifiquen la STF. El diseño de dichos coeficientes *feedforward* para que el pico necesario en la STF sea el requerido y en las frecuencias requeridas y para que el SDM no se vuelva inestable no es algo trivial, ya que añadir o modificar coeficientes puede hacer que las variables de estado sean demasiado grandes saturando el cuantificador, que disminuya la MSA del SDM y a nivel de circuito que los condensadores modificados o añadidos puedan no ser factibles al no estar en un rango determinado. Por este motivo, surge la necesidad de crear una herramienta software, como la desarrollada para esta tesis, que ayude al usuario con el diseño y la elección de dichos coeficientes para obtener la mejor combinación posible. Esta herramienta parte de un SDM de referencia diseñado para el micrófono y ayuda al usuario a obtener los valores de los coeficientes *feedforward* más óptimos para el incremento de SNR que se desee conseguir en función de las especificaciones.

A lo largo del capítulo se va a explicar cuáles son el objetivo y las especificaciones que la herramienta ha de cumplir, cuales son los datos que el usuario ha de introducir y cuál es la información que se le devuelve, cuál es la metodología de diseño que sigue y cómo ayuda en la elección de los coeficientes. Para ello se utilizarán diferentes diagramas de flujo que expliquen en qué consiste y cómo se utiliza. Y por último, se mostrará un ejemplo de aplicación de la herramienta a un SDM concreto.

4.1 Objetivo y especificaciones

Debido a la dificultad que implica el diseño de los nuevos coeficientes *feedforward* que esta tesis propone añadir para la modificación de la STF, se va a desarrollar una herramienta software que sirva de ayuda para este propósito. El objetivo de esta herramienta consiste en obtener una combinación de coeficientes *feedforward* que permita que el SDM previamente diseñado para unas especificaciones concretas en un BW inicial cumpla con unas nuevas especificaciones dadas para un BW extendido. Además de esto, la herramienta se va a encargar de realizar los cálculos y simulaciones correspondientes para evaluar el SDM inicial del que se parte y, una vez elegida la combinación de coeficientes adecuada, de realizar diferentes cálculos y simulaciones necesarios para comprobar el correcto funcionamiento del nuevo SDM extendido, tanto en la banda inicial como en la extendida.

Para el diseño de dicha herramienta se parte de una serie de datos introducidos por el usuario como datos de entrada. Estos datos de entrada serán: el SDM inicial (cuyos datos de entrada necesarios se detallarán más adelante), parámetros de diseño del sistema, el tono de entrada definido en amplitud y frecuencia, un vector de amplitudes que se utilizará para

calcular el DR y el valor del BW extendido para el que se quiere utilizar el SDM y en el cual se quiere realizar la amplificación de la señal. Además, el usuario ha de tener en cuenta otros datos de entrada que se emplearán más adelante como son: el valor de incremento de la STF, es decir, el valor de amplificación de señal que se quiere obtener en ese BW extendido con respecto al valor que tiene en el SDM inicial, y el rango de valores de los diferentes coeficientes *feedforward* a evaluar. Una vez introducidos todos los datos necesarios se realizarán una serie de cálculos teóricos y simulaciones, detalladas más adelante, de los que se obtendrá el funcionamiento del SDM inicial tanto en el BW inicial como en el BW extendido. Una vez realizados dichos cálculos y mostrados al usuario será éste el que decida realizar un barrido de valores de coeficientes *feedforward* para evaluar si se consiguen las nuevas especificaciones en el BW extendido, para lo que introducirá los rangos de los coeficientes a valorar.

Entre los cálculos teóricos que la herramienta realiza se encuentran la obtención las diferentes funciones de transferencia del filtro del bucle, la NTF y la STF, con sus polos y sus ceros, el cálculo de la SNR y el DR, y por último el cálculo de la MSA, que como se ha visto en capítulos anteriores disminuye su valor al introducir los coeficientes *feedforward*, por lo que resulta interesante predecir qué valor va a tomar para realizar la elección correcta de los coeficientes a añadir. Además de cálculos teóricos, se van a realizar diferentes simulaciones temporales para un SDM concreto que permitan calcular la SNR simulada, visualizar el espectro de salida para un tono de entrada, representar el DR y obtener tanto el valor simulado de la MSA como la SNR máxima para dicho valor de amplitud máximo. Tanto los cálculos teóricos como las simulaciones se desarrollarán con mayor profundidad en el siguiente apartado, donde se detallará el funcionamiento de la herramienta diseñada.

Para terminar, la Tabla 4.1 resume tanto los datos de entrada a la herramienta que deberá introducir el usuario, como los datos de salida finales de la herramienta tras elegir la combinación de coeficientes apropiada:

Tabla 4.1 Datos de entrada y salida finales de la herramienta

<i>Datos de entrada (introducidos por el usuario)</i>		<i>Datos de salida finales</i>
SDM inicial	Frecuencia de muestreo en Hz: f_s	Combinación de coeficientes <i>feedforward</i> que cumple las especificaciones y resto de los coeficientes del SDM
	BW inicial en Hz: BWi	
	Orden	
	Arquitectura del SDM*	
	Coeficientes del SDM (dependerán de la arquitectura)	STF para dichos coeficientes y NTF del SDM
	Número de bits del cuantificador: Nbits	
	Fondo de escala del cuantificador en voltios: full_scale_Q	
	Fondo de escala del DAC en voltios: full_scale_DAC	SNR en el BW inicial y en el BW extendido (tanto teórica como simulada)
	Fondo de escala de las variables de estado en voltios: full_scale_X	
Longitud de simulación (muestras): lsim		
Frecuencia del tono de entrada en Hz: fin		MSA en el BW extendido (tanto teórica como simulada)
Amplitud del tono de entrada en dB: AindB		
Vector de amplitudes de entrada en dB: vAindB		
BW extendido como un % de incremento sobre el BW inicial: BWext		
Incremento de la STF necesario en el BWext en dB: inc_STF		

*Actualmente sólo se permite la arquitectura CRFB, pero en trabajos futuros se podría desarrollar para las diferentes arquitecturas del Toolbox de Schreier.

Hay que tener en cuenta, como se explicará en el siguiente apartado, que antes de obtenerse los datos de salida finales, se generan unos datos de salida intermedios que ayudan al usuario a decidir cuál es la mejor combinación de coeficientes *feedforward* para la cual obtener los resultados finales. Entre los datos de salida intermedios que genera la herramienta se encuentran los mostrados a en la Tabla 4.2, en función de la fase de la herramienta a la que pertenezcan, como se explicará a continuación.

Tabla 4.2 Datos de salida intermedios de la herramienta (con resultados teóricos y resultados de simulación)

<i>Datos de salida intermedios</i>	
Fase 1	Coefficientes escalados del SDM (si fuera necesario)
	Funciones de transferencia de la STF y la NTF
	Respuesta en frecuencia de la STF y la NTF
	Diagrama de polos y ceros de la STF y la NTF
Fase 2	MSA teórica para BWi y BWext
	SNRmax teórica para BWi y BWext
	SNR teórica para el tono de entrada para BWi y BWext
	Gráfica de SNR teórica para el tono de entrada y SNRmax frente al BW
	Gráfica de la variación de la MSA teórica frente al BW
	Espectro de salida el SDM para el tono de entrada
	SNR simulada para el tono de entrada para BWi y BWext
Fase 3	Gráfica de DR teórico frente al simulado para la frecuencia de entrada en BWext
	MSA simulada para el BWext
	SNRmax para el BWext
Fase 4	Nuevas combinaciones de coeficientes <i>feedforward</i> que cumplen el requisito del usuario y con $z < 1$
	STFs para dichas combinaciones de coeficientes
	Repuesta en frecuencia de las diferentes STFs y la NTF
	Diagrama de polos y ceros de las diferentes STFs
	Gráfica de la MSA teórica frente al BW para las diferentes combinaciones de coeficientes
	Gráfica de la SNR teórica para el tono de entrada frente al BW para las diferentes combinaciones de coeficientes

Una vez resumidos los diferentes datos de entrada que se han de introducir y los que se van a obtener como datos de salida de la herramienta software, tanto finales como intermedios, se puede comenzar a explicar la metodología que sigue dicha herramienta.

4.2 Metodología

Partiendo de los datos de entrada resumidos en la Tabla 4.1 y con el objetivo de obtener los datos de salida también resumidos en la Tabla 4.1, la herramienta software desarrollada pasa por diferentes fases de diseño como muestra el diagrama de flujo de la Figura 4.1. Este proceso es un proceso iterativo con ayuda del usuario para conseguir afinar la mejor combinación de coeficientes *feedforward* para las especificaciones deseadas. Cada una

de estas fases de diseño, junto con el resto de pasos que componen la herramienta software, van a ser explicadas a continuación de manera individual hasta obtener la explicación completa del diagrama de flujo genérico representado en la Figura 4.1.

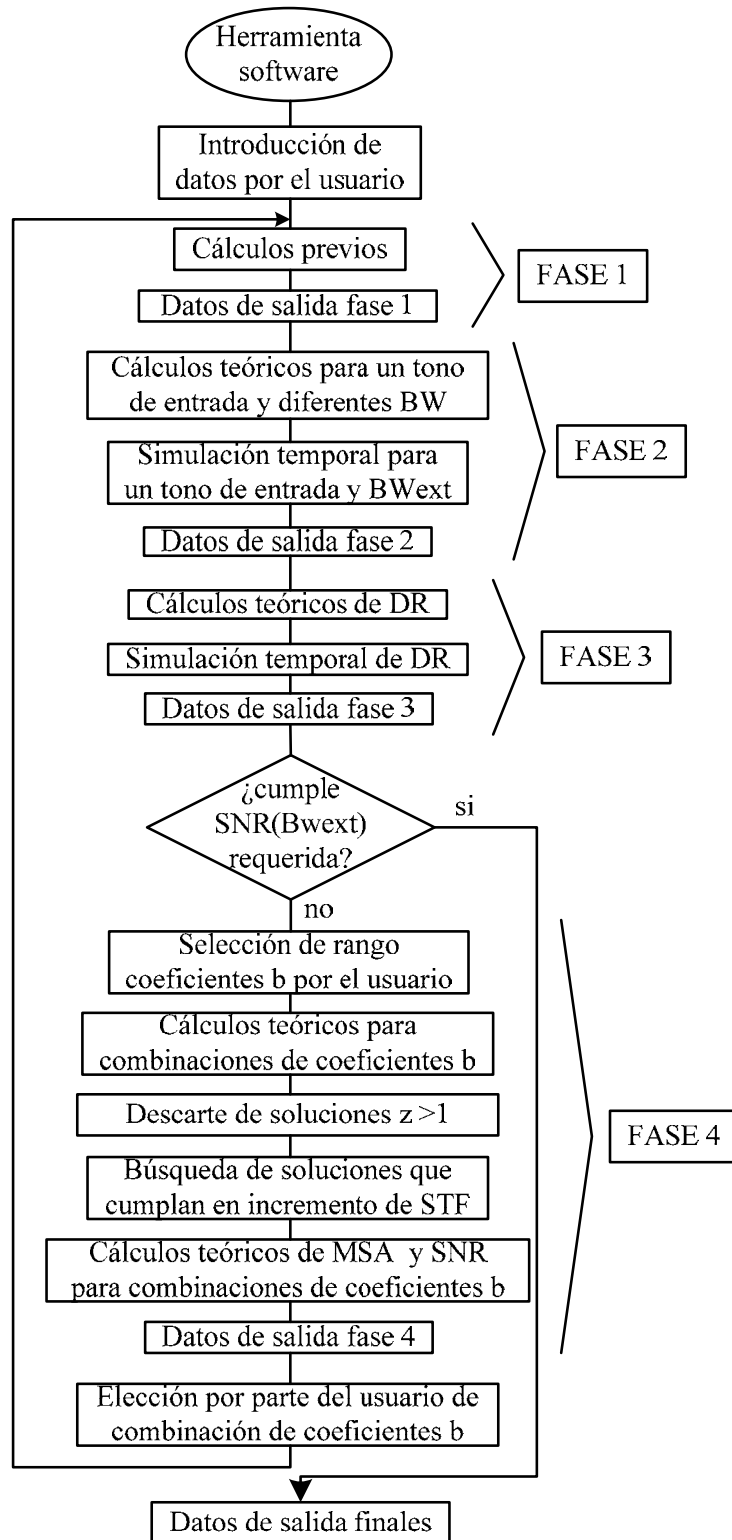


Figura 4.1 Diagrama de flujo genérico de la herramienta software

4.2.1 Introducción de datos por parte del usuario en la herramienta software

Para obtener unos coeficientes que permitan realizar la ecualización de señal necesaria en un SDM inicial con la ayuda de la herramienta software, es necesario que el usuario introduzca ciertos datos de entrada entre los que se encuentran fundamentalmente aquellos que definen el SDM inicial además de otros datos relativos a las especificaciones del sistema (BW extendido e incremento de la STF necesaria en ese BW extendido). Primero han de introducirse los datos que definen el SDM inicial, mostrados en la Tabla 4.1.

Esta primera versión de la herramienta se encuentra limitada para la arquitectura CRFB del *Toolbox* de Schreier para segundo y tercer orden, pero en el futuro podría ampliarse para otras arquitecturas y orden mayor. Debido a esto, los coeficientes a definir por el usuario son los mostrados en la Figura 3.1, dependiendo del orden del SDM.

Tras ser definidos los parámetros propios del modulador, se han de definir una serie de datos que permitan realizar las simulaciones y pruebas pertinentes para comprobar el correcto funcionamiento tanto del SDM inicial como del SDM extendido una vez aplicada la técnica de ecualización propuesta en esta tesis. Estos parámetros se muestran también en la Tabla 4.1.

Una vez introducidos todos los datos de entrada por parte del usuario, la herramienta pasa a la fase 1, como muestra la Figura 4.1, en la que se realizarán una serie de cálculos previos necesarios para las siguientes fases de la herramienta.

4.2.2 Fase 1: cálculos previos

Durante esta fase de la herramienta se van a efectuar una serie de cálculos a partir de los datos introducidos por el usuario. Primero se realizará el cálculo de la OSR dada por (2.2). Posteriormente, teniendo en cuenta los coeficientes del SDM introducidos y la arquitectura a la que corresponden, se van a calcular las matrices de estados correspondientes, como se desarrolló en el capítulo 3 en (3.7) y (3.10), con el objetivo de aislar los cálculos siguientes de la arquitectura del SDM ya que las matrices de estados, una vez calculadas, no dependen de ella. De esta manera, representando el SDM como un espacio de estados, se pueden obtener las funciones de transferencia que definen un SDM de un orden determinado independientemente de la arquitectura: el filtro del bucle (formado por H_1 y H_2) (3.4), la STF y la NTF (3.5) y por último las funciones de transferencia que definen las variables de estado en función de la entrada y del error de cuantificación ($X(z)/U(z)$ y $X(z)/E(z)$), definidas en (4.1) a partir de las ecuaciones de estados mostradas en (3.2).

$$\begin{cases} \frac{X(z)}{U(z)} = \left(\frac{z \cdot I - A - B_2 \cdot C}{1 - D_2} \right)^{-1} \cdot \frac{B_1 + B_2 \cdot D_1}{1 - D_2} \\ \frac{X(z)}{E(z)} = \left(\frac{z \cdot I - A - B_2 \cdot C}{1 - D_2} \right)^{-1} \cdot \frac{B_2}{1 - D_2} \end{cases} \quad (4.1)$$

Teniendo en cuenta las funciones de transferencia de las variables de estados de (4.1) se puede estimar de forma teórica el valor de dichas variables de estado con el fin de ver si sobrepasan su fondo de escala definido por el usuario. Si esto no ocurre el algoritmo continúa con el siguiente paso; pero si alguna de ellas sobrepasa el valor de su fondo de escala se realiza un escalado de dichas variables aplicando una matriz de transformación T como se mostró en el apartado 3.4. Entonces se definirán unos nuevos coeficientes escalados y las nuevas matrices de estados (3.18).

De esta primera fase de la herramienta se obtendrán los datos de salida intermedios mostrados en la Tabla 4.2 para la fase 1.

Mediante las gráficas obtenidas se puede observar si el modulador evaluado tiene sus polos y ceros dentro del círculo unidad y cuál es la forma de la STF, para ver si se produce un pico en ella o no.

El diagrama de flujo de la Figura 4.2 muestra el detalle de la fase 1 de la herramienta.

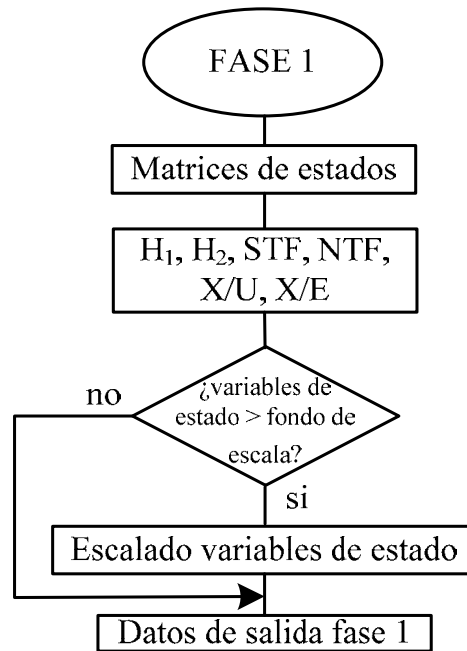


Figura 4.2 Diagrama de flujo de la fase 1 de la herramienta software

Tras finalizar la fase 1 y evaluarse los resultados parciales obtenidos por parte del usuario, se da paso a la fase 2 en la que el SDM definido en la fase 1 se evalúa para un tono de entrada y diferentes valores de BW entre el BW inicial y el BW extendido.

4.2.3 Fase 2: evaluación del SDM para un tono de entrada y diferentes BWs

Durante esta fase se van a calcular tanto de forma teórica como simulada la SNR máxima y la SNR para un tono de entrada definido por el usuario tanto para el BW inicial

como para el BW extendido, con el fin de comprobar si cumple las especificaciones. Además se va a obtener la MSA de forma teórica para el BW inicial y el extendido, muy útil de predecir de cara a seleccionar los coeficientes a añadir. Por último, se van a representar gráficamente tanto la SNR teórica como la MSA teórica para diferentes valores del BW entre BW_i y BW_{ext} con el fin de entender mejor el funcionamiento del SDM en una banda de frecuencias por encima de la banda para la que fue diseñado inicialmente. El diagrama de flujo de la fase 2 se muestra en la Figura 4.3.

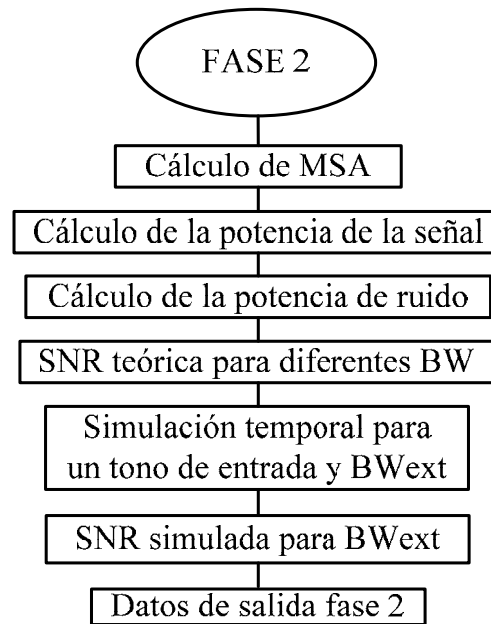


Figura 4.3 Diagrama de flujo de la fase 2 de la herramienta software

Primero se va a realizar la estimación teórica de la MSA para diferentes BW entre BW_i y BW_{ext} para ver cómo ésta se va deteriorando a medida que el BW aumenta, como se ha visto anteriormente. Los SDM sufren de inestabilidad para señales de entrada elevadas ya que el DAC no puede realimentar dicha señal a tiempo para compensar la señal de entrada. De esta manera la señal de error que se genera y los estados internos del filtro del bucle crecen resultando un sistema inestable. Los SDM de 1bit normalmente alcanzan una modulación máxima del 70% sobre el fondo de escala del DAC, logrando un compromiso entre conformado del ruido y estabilidad [15]. En este caso, se emplean cuantificadores multibit, por lo que al ser menos restrictivos se va a estimar la MSA de manera que alcanzaría el 100% del fondo de escala del DAC. Teniendo en cuenta esto, la MSA para un BW concreto se puede calcular en función de la STF como muestra (4.2), donde la STF se evalúa para cada BW, obteniéndose la MSA para cada BW.

$$MSA(BW) = \frac{full_scale_DAC}{|STF(BW)|} \quad (4.2)$$

Este valor teórico de la MSA posteriormente se podrá comparar con el valor obtenido al simular temporalmente el SDM y se comprobará que coinciden.

Tras obtener el valor estimado de la MSA se va a calcular de forma teórica la SNR máxima y la SNR para un tono de entrada de amplitud A_{in} y frecuencia f_{in} para diferentes BWs. Teniendo en cuenta la MSA previamente obtenida mediante (4.2), se puede calcular la potencia de señal dependiente del BW para dicha MSA utilizando la ecuación (2.11) y que será la mostrada en (4.3) para diferentes BWs.

$$P_s(BW) = \left(\frac{MSA(BW)}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot |STF(BW)|^2 \quad (4.3)$$

Además de la potencia de señal para la MSA, se va a calcular la potencia de señal para el tono de entrada obteniendo (4.4).

$$P_s = \left(\frac{A_{in}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot |STF(f_{in})|^2 \quad (4.4)$$

Para obtener los valores de la SNR se necesita calcular la potencia del ruido de cuantificación. Para ello se recurre a la ecuación (2.10), donde se puede apreciar que la potencia de ruido es la misma tanto para calcular la SNR máxima como la SNR para un tono de entrada, ya que depende de la NTF, no de la señal. Teniendo en cuenta que la densidad espectral del ruido de cuantificación viene dada por (2.3), la potencia de ruido de cuantificación dependiente del BW se muestra en (4.5).

$$P_e(BW) = \frac{\Delta^2}{12 \cdot f_s} \int_{-BW}^{BW} |NTF(f)|^2 df \quad (4.5)$$

De esta manera, y teniendo en cuenta la definición de SNR de la ecuación (2.6), tanto la SNR máxima como la SNR para un tono de entrada se definen en (4.6).

$$\begin{aligned} SNR_{max}(BW) &= 10 \log_{10} \left(\frac{P_s(BW)}{P_e(BW)} \right) \\ SNR_{th}(BW) &= 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_e(BW)} \right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Una vez obtenidos los cálculos teóricos necesarios, se realiza la simulación temporal del SDM para el tono de entrada definido por el usuario. Tras realizar la simulación se calculará la SNR simulada para el tono de entrada y se obtendrá el espectro de salida del SDM. Considerando estos cálculos, los datos de salida intermedios serán los mostrados en la Tabla 4.2 correspondientes a la fase 2.

Una vez realizados dichos cálculos y realizada la simulación temporal para un tono de entrada definido por el usuario, se puede comprobar que la SNR teórica se corresponde con la SNR simulada para el BW extendido, como se verá en el ejemplo de aplicación de la herramienta en el apartado 4.3. Además se puede ver cuánto disminuye la MSA y cómo varía la SNR para el tono de entrada a medida que se aumenta el BW del modulador hasta el BW requerido. Una vez realizados estos cálculos la herramienta procede con la fase 3, en la que se evalúa el DR del SDM.

4.2.4 Fase 3: evaluación del DR del SDM en el BW extendido

Esta fase de la herramienta evalúa el DR del SDM en el BW extendido tanto de forma teórica como mediante simulación, como muestra el diagrama de flujo de la Figura 4.4.

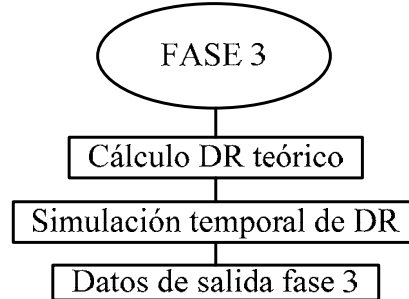


Figura 4.4 Diagrama de flujo de la fase 3 de la herramienta software

Primero se obtiene el DR de forma teórica como un vector de valores de SNR para los diferentes valores del vector de amplitudes de entrada definido por el usuario, que posteriormente será representado gráficamente. Para calcular dicha SNR se emplea la SNR_{th} de (4.6), cuya potencia de señal y de ruido se calculan mediante las ecuaciones (4.4) y (4.5).

Una vez obtenidos los valores de forma teórica se realizan una serie de simulaciones temporales que permiten obtener el DR simulado para los mismos valores de amplitudes de entrada utilizados para el cálculo teórico. Una vez obtenidos estos valores, se puede obtener el valor de la MSA simulada y la SNR máxima simulada, que se corresponderán con los valores teóricos como se verá en el ejemplo de aplicación. Por lo tanto, los datos de salida parciales de la fase 3 son los enumerados en la Tabla 4.2 para la fase 3.

Tras realizar los cálculos de DR se procede con la fase 4 de la herramienta.

4.2.5 Fase 4: obtención de diferentes combinaciones de coeficientes *feedforward* que cumplen las especificaciones

Hasta ahora la herramienta ha estado evaluando el SDM inicial definido por el usuario y comprobando su funcionamiento tanto en el BW inicial para el que fue diseñado como en el BW extendido. En este momento, antes de empezar la siguiente fase, el usuario ha de comprobar si este SDM cumple los requisitos de SNR para el BW extendido. Si el requisito se cumpliera ya se tiene el diseño del SDM para la aplicación deseada; sin embargo, si no se cumple, como ocurriría en la mayoría de los casos, la fase 4 tratará de ayudar al usuario en la elección de los coeficientes *feedforward* necesarios para que el requisito de SNR se cumpla, ya que dicha elección no resulta una tarea trivial. Para ello el usuario ha de introducir un rango de valores de los diferentes coeficientes *feedforward* a evaluar por la herramienta, representados en la Figura 3.1. La Figura 4.5 muestra el diagrama de flujo de la fase 4 de forma más detallada.

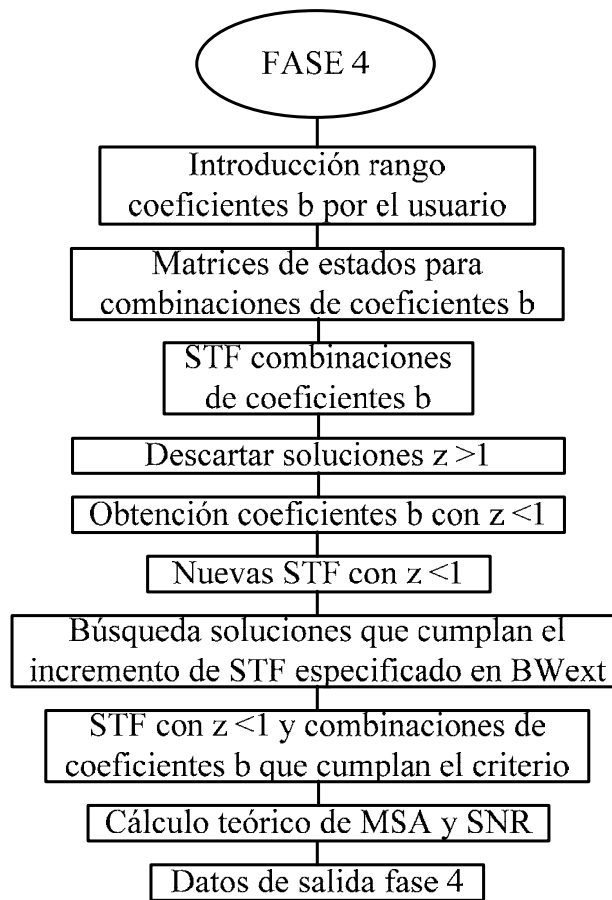


Figura 4.5 Diagrama de flujo de la fase 4 de la herramienta software

Una vez conocidos los rangos de los coeficientes *feedforward*, la herramienta realiza una serie de cálculos teóricos para las diferentes combinaciones de coeficientes *feedforward*. Primero se obtienen las matrices de estados para cada una de las combinaciones de los coeficientes (utilizando de nuevo (3.7) y (3.10)). Una vez obtenidas las matrices se calculan las STF y NTFs para las combinaciones de coeficientes a partir de las matrices de estados (3.5). Estos cálculos generan una gran cantidad de datos difícil de interpretar por el usuario por lo que hay que realizar una serie de filtrados de dichos datos. Como los rangos de los coeficientes han sido escogidos de manera aleatoria por el usuario, puede ser que muchos de los SDM que se derivan presenten los ceros fuera del círculo unidad. Esto no es deseable por lo que primero hay que realizar un descarte de las soluciones fuera del círculo unidad. Para ello se van a evaluar los polos y los ceros de la STF, prestando atención a los ceros ya que se ha demostrado que son los únicos afectados por los coeficientes *b*. Si los ceros de la STF se encuentran en el interior del círculo unidad, éstos son considerados; mientras que si se encuentran fueran dichas combinaciones de coeficientes serán descartadas. De esta manera se obtienen una serie de combinaciones de coeficientes y unas nuevas STF para $z < 1$. Una vez eliminados los casos con $z > 1$ se van a buscar soluciones que cumplan con el requisito para el BW extendido introducido por el usuario, es decir, que se produzca un aumento de la STF en el BW extendido de determinados dB. Para ello se va a evaluar la STF en dicho BW

extendido y de ahí se van a obtener las combinaciones de coeficientes y las STFs que cumplen dicho requisito. De esta manera ya se ha reducido en gran medida el número de soluciones obtenidas, por lo que se va a realizar ahora el cálculo teórico de la MSA y de la SNR aplicando las ecuaciones (4.2) y (4.6) para las diferentes combinaciones de coeficientes *feedforward*.

Teniendo en cuenta esto, los datos de salida parciales de la fase 4 son los resumidos en la Tabla 4.2 para la fase 4.

4.2.6 Elección por parte del usuario de una combinación de coeficientes

Los datos de salida parciales obtenidos de la fase 4 ayudarán al usuario a decidir una o varias combinaciones de coeficientes *feedforward* que pueden ser añadidos al SDM inicial con el fin de obtener la ecualización de señal deseada en la banda extendida. Tal y como está planteada la herramienta hasta el momento, será el usuario el que decidirá, según su criterio, cual será o cuáles serán las mejores combinaciones de coeficientes que cumplen los requisitos. Una vez elegidas dichas combinaciones, se evaluará el nuevo SDM extendido para comprobar que realmente cumple los requisitos tanto de forma teórica como mediante simulaciones.

4.2.7 Evaluación del SDM con los nuevos coeficientes *feedforward* añadidos

Una vez decidido el nuevo SDM extendido por el usuario mediante la elección de los nuevos coeficientes, se va a evaluar su funcionamiento del SDM para esa combinación de coeficientes repitiendo las fases 1, 2 y 3 explicadas anteriormente. Como ya se ha desarrollado previamente, dichas fases realizan una evaluación bastante exhaustiva a nivel de sistema del SDM, haciendo tanto cálculos teóricos como simulaciones con el fin de comprobar si realmente se cumplen los requisitos necesarios. Una vez realizadas estas fases pueden darse dos opciones: la primera de ellas que se cumpla el requisito de SNR y ya se obtiene el nuevo SDM extendido; o bien que dicho requisito de SNR no se cumpla a la hora de realizar las simulaciones y sea necesario buscar unos nuevos coeficientes. Si esto ocurre el usuario ha de introducir de nuevo otro rango de coeficientes *feedforward* más refinado, o bien un rango diferente de coeficientes para buscar nuevas soluciones y repetir el proceso.

Una vez que se ha llegado a una serie de coeficientes que hacen que el SDM cumpla el requisito de SNR, la herramienta muestra los datos de salida finales mostrados en la Tabla 4.1.

Tras la obtención de los datos finales se puede dar por concluida la herramienta software de ayuda al usuario en la obtención de los nuevos coeficientes *feedforward* para realizar la amplificación de señal en la banda extendida. En el siguiente apartado se va a mostrar un ejemplo de aplicación de esta herramienta para calcular el nuevo SDM extendido de tercer orden con arquitectura CRFB.

4.3 Ejemplo de utilización de la herramienta software

Una vez explicado de forma teórica el funcionamiento de la herramienta, se va a implementar un ejemplo práctico para el SDM de la Figura 3.1, cuyo circuito se muestra en la Figura 3.2. En este ejemplo se va a demostrar su funcionamiento a través del paso por las diferentes fases, definidas en el apartado anterior y mostradas en la Figura 4.1. Se ha escogido para el ejemplo un SDM de tercer orden ya que tiene más grados de libertad para la elección de los coeficientes por lo que resultará más ilustrativo. Para comenzar con el ejemplo se necesita la elección de los datos de entrada que introduciría el usuario en la herramienta, cuyos valores se muestran en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3 Datos de entrada y salida finales de la herramienta

<i>Datos de entrada</i>	
SDM inicial	$f_s=2\text{MHz}$
	$BW_i=31\text{kHz}$
	Orden=3
	Arquitectura del SDM: CRFB
	Coefficientes del SDM: $a_1=0.0440$, $a_2=0.2442$, $a_3=0.5556$, $b_1=0.0440$, $c_1=1$, $c_2=1$, $c_3=1$, $g_1=0$
	Nbits=4
	full_scale_Q=1
	full_scale_DAC=1
	full_scale_X=1
lsim= 2^{15}	
fin=80% del BW (25kHz y 37.5kHz para BW_i y BW_{ext})	
AindB=-15dB	
vAindB= [-90 -80 -70 -60 -50 -40 -30 -20 -17 -15 -14 -13 -12 -11 -10 -9 -8 -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 0]	
BW_{ext} : 50% sobre BW_i ($1.5 \cdot BW_i=46.5\text{kHz}$)	
inc_STF=10dB	

Una vez introducidos los datos iniciales, la herramienta procede con la Fase 1 explicada en 4.2.2, realizando los cálculos para el SDM inicial. Se ha obtenido una $OSR=32$ para dichos datos, y teniendo en cuenta que de momento no ha sido necesario escalar los coeficientes, como datos de salida intermedios de dicha fase se obtienen la STF y la NTF representadas (4.7).

$$\begin{cases} STF(z) = \frac{0.0440z}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \\ NTF(z) = \frac{(z-1)^3}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \end{cases} \quad (4.7)$$

Además de las funciones de transferencia, se obtienen de forma gráfica las respuestas en frecuencia de la STF y la NTF y sus diagramas de polos/ceros, mostrados en la Figura 4.6 y la Figura 4.7, respectivamente.

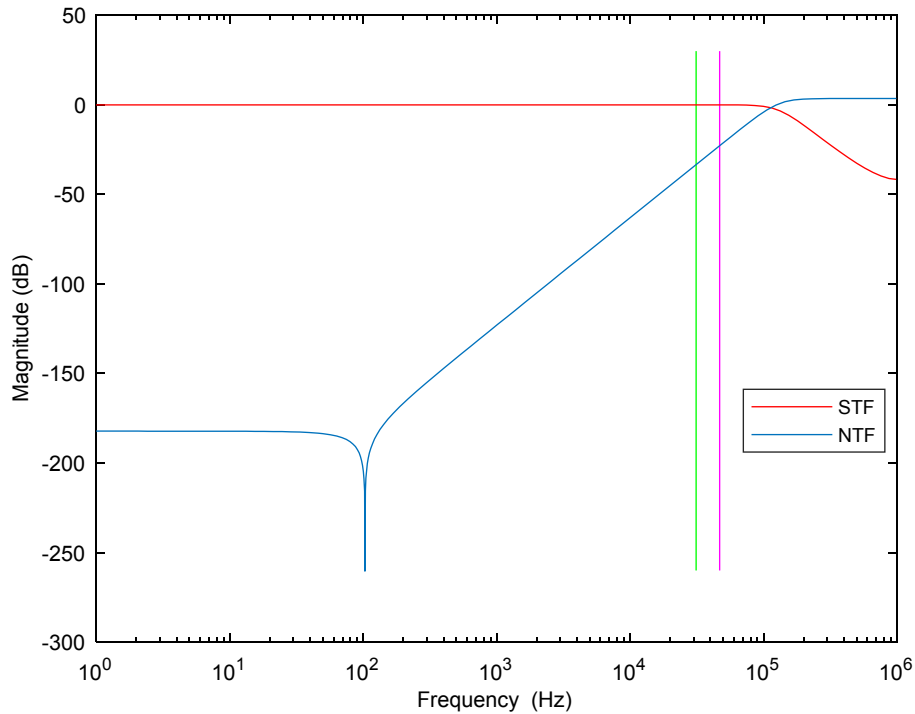


Figura 4.6 Magnitud de la respuesta en frecuencia de la STF y la NTF del SDM inicial

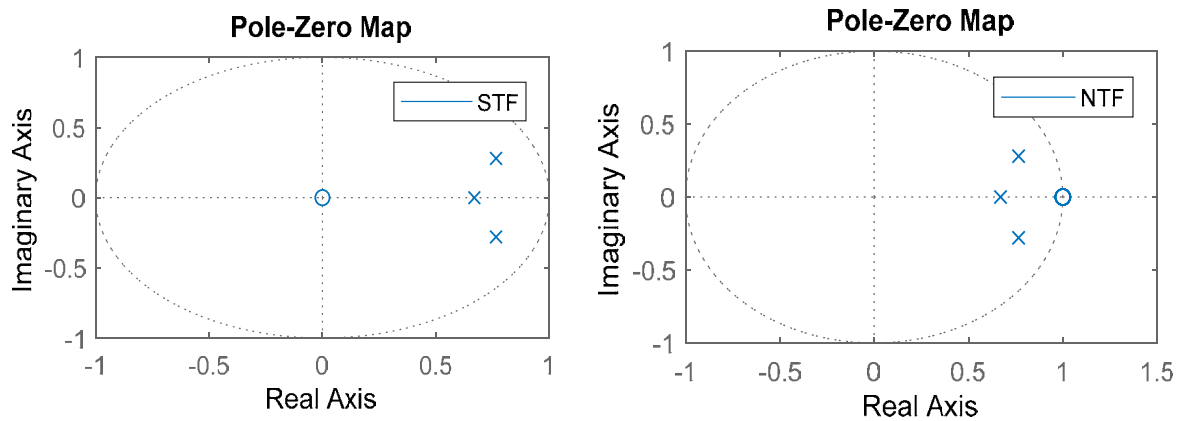


Figura 4.7 Diagrama de polos/ceros de la STF y la NTF del SDM inicial

Como se puede observar en la Figura 4.6 la NTF presenta un conformado de ruido de tercer orden, mientras que la STF es plana en los BWs de interés, tanto en el BWi representado en verde, como en el BWext representado en rosa. Teniendo en cuenta la Figura 4.7 se aprecia que ambas funciones de transferencia tienen los mismos polos, mientras que la STF tiene un cero en $z=0$ y la NTF tiene 3 ceros en $z=1$, como indican también sus ecuaciones (4.7).

Una vez obtenidos los resultados intermedios de la fase 1, se procede con la fase 2. En ella se evaluará, tanto de forma teórica como simulada, el funcionamiento del SDM inicial tanto en el BWi como en el BWext, como se ha desarrollado en el apartado 4.2.3. Los resultados teóricos numéricos obtenidos en cuanto a MSA y SNR se muestran a continuación:

- MSA teórica(BWi)=0dB
- MSA teórica(BWext)=0dB
- SNRmax(BWi)=82.7dB
- SNRmax(BWext)=70.4dB
- SNRtono(BWi)=67.7dB
- SNRtono(BWext)=55.4dB

A la hora de interpretar estos datos, se ha de tener en cuenta que el tono de entrada tiene una frecuencia dependiente del BW, siendo un 80% de éste como se ha mostrado en los datos de entrada iniciales, de manera que para simulaciones y cálculos en el BWi el tono pertenece a esa banda de frecuencias y para cálculos y simulaciones en BWext pertenece a un rango de frecuencias mayor.

Además de los datos numéricos se ha obtenido la representación gráfica de cómo evolucionan la MSA y la SNR en función del BW, como muestran las Figura 4.8 y Figura 4.9 respectivamente, y el espectro de salida del SDM inicial como muestra la Figura 4.10. En la Figura 4.8 se observa que, para el caso del SDM inicial, la MSA no varía con el BW debido a que la STF es plana hasta el BWext. Por otro lado, la Figura 4.9 muestra que la SNR, tanto máxima como para el tono de entrada, disminuye a medida que aumenta el BW. Esto es debido a que el ruido a integrar es mayor cuanto mayor es el BW del SDM.

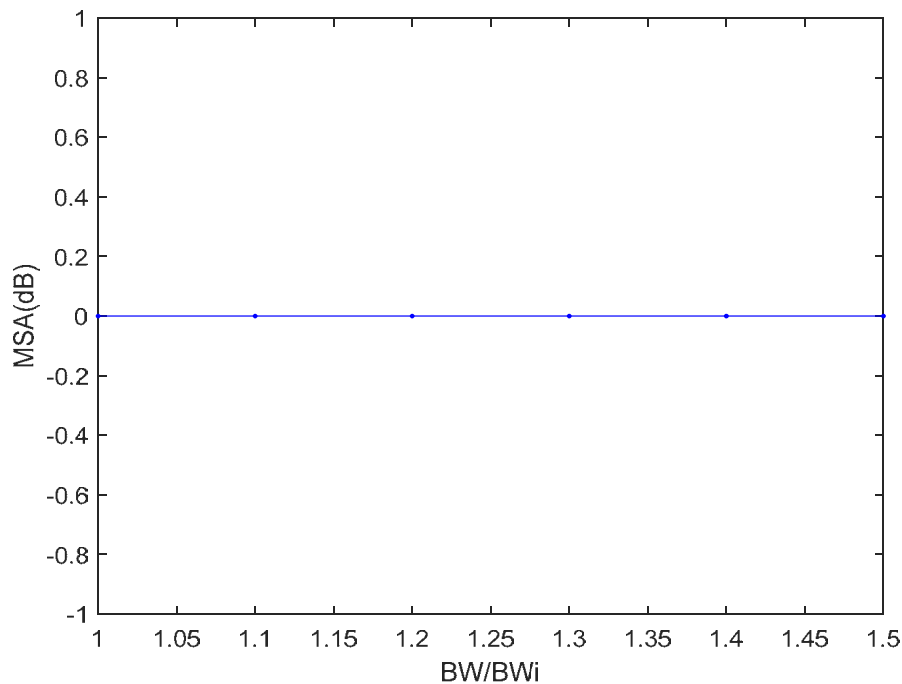


Figura 4.8 MSA en función del BW para el SDM inicial

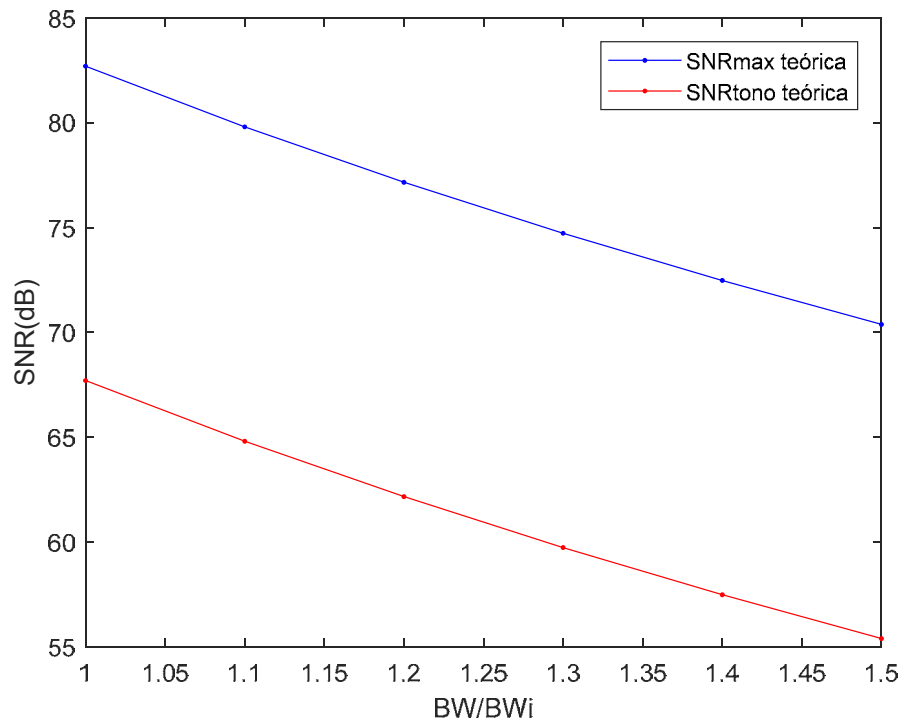


Figura 4.9 SNR en función del BW para el SDM inicial (SNR máxima en azul y SNRtono en rojo)

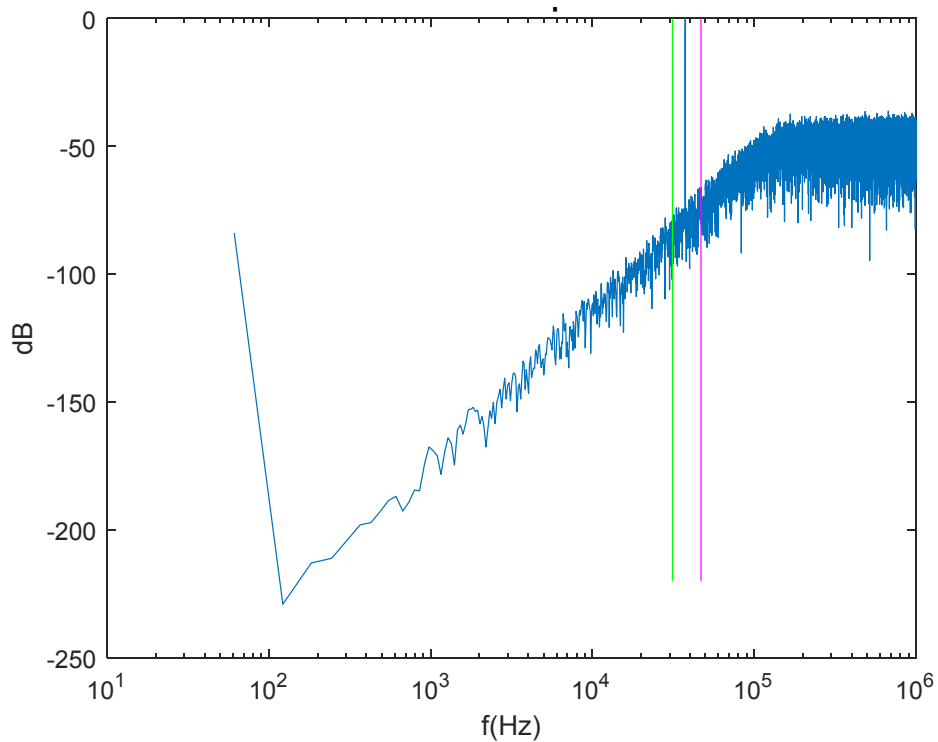


Figura 4.10 Espectro de salida del SDM inicial para un tono de -15dB en el BWext

De la simulación se obtienen unos valores de SNR de 66.5dB y 53.4dB para el BWi y BWext respectivamente, que como se puede observar se aproximan bastante a los valores calculados de forma teórica mediante (4.6) y mostrados anteriormente (67.7dB y 55.4dB).

Una vez realizados los cálculos y simulaciones de la fase 2 y vistos sus datos intermedios de salida, se da paso a la fase 3 en la que se analiza el DR del SDM como se explicó en el apartado 4.2.4. La Figura 4.11 representa el DR teórico y el DR simulado para el BW extendido. Como se puede observar, ambos DRs son muy similares ya que no se produce saturación del SDM y no disminuye demasiado la MSA. Además de la representación gráfica del DR se obtiene el valor de la MSA y la SNR máxima simuladas, que toman unos valores de -1dB y 67.7dB, respectivamente. Si se comparan estos valores con los teóricos obtenidos en la fase 2, se puede ver que la MSA disminuye 1dB y debido a esto la SNR máxima disminuye casi 3dB al producirse a una amplitud de entrada menor.

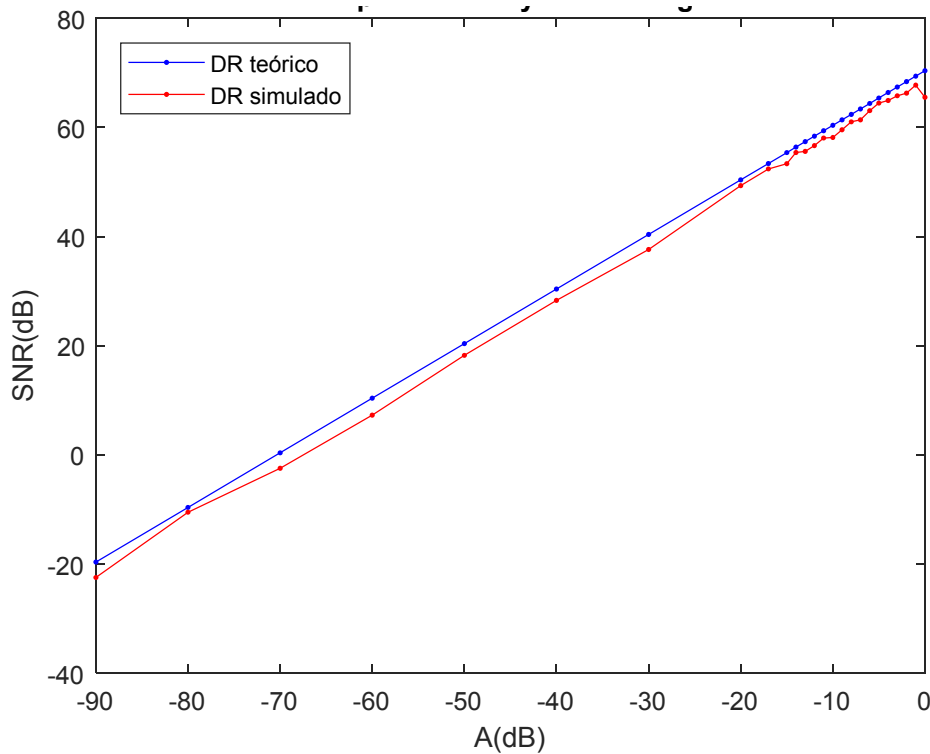


Figura 4.11 DR teórico (azul) frente al DR simulado (rojo)

Tras comprobar el funcionamiento del SDM inicial tanto en el BW inicial como en el BW extendido y obtener los valores de SNR correspondientes, se va a realizar la amplificación de la señal en la banda extendida mediante la adición de coeficientes *feedforward* para conseguir mejorar la SNR en, al menos, 6dB.

Como muestra la fase 4, lo primero a realizar es introducir como usuarios un rango de coeficientes b que se deseen probar para realizar dicha amplificación. En este caso, como se trata de un SDM de tercer orden CRFB se van a añadir los coeficientes b_2 , b_3 y b_4 , por lo que habrá que definir un rango para cada coeficiente. Hay que tener en cuenta que cuanto mayores sean los coeficientes, más disminuye la MSA y el SDM tiende hacia la inestabilidad, por lo que los rangos a definir tampoco pueden ser demasiado elevados en su valor máximo. A continuación se muestran los rangos escogidos para cada coeficiente para este ejemplo ilustrativo:

- b_2 : rango [0-4] con 12 valores
- b_3 : rango [0-3] con 8 valores
- b_4 : rango [0-1] con 5 valores

Una vez definidos estos rangos, la herramienta realiza una serie de cálculos detallados en el apartado 4.2.5 hasta obtener de forma teórica las STF's para las diferentes combinaciones de coeficientes que hacen que el SDM tenga sus polos y ceros dentro del círculo unidad y que cumplen un incremento mínimo en la STF en el BWext de 10dB, definido previamente por el usuario. Hay que prestar atención a este valor, ya que cuanto mayor sea mejor SNR se obtendrá pero más disminuirá la MSA del SDM, como se ha visto anteriormente en el capítulo 3, por lo tanto habría que llegar a un compromiso entre incremento de la STF y MSA.

Para ayudar en la decisión de unos valores de coeficientes apropiados, la herramienta muestra una serie de gráficas y datos intermedios que ayudan a escoger la mejor combinación de los coeficientes. Además la herramienta es iterativa (aunque de momento necesite la participación del usuario), de manera que si se escogen unos valores con una MSA demasiado baja al realizar las simulaciones y cálculos pertinentes, se puedan escoger otros valores de coeficientes hasta encontrar los adecuados. Esto ocurre ya que hasta el momento no se ha puesto ninguna restricción en la herramienta sobre la MSA, entonces será el usuario el que ha de decidir si esos valores de coeficientes consiguen una MSA suficiente para la aplicación concreta.

Junto con lo ya comentado hasta el momento, es interesante tener en cuenta que el número de coeficientes a añadir al SDM inicial puede ser determinante a la hora de escoger los valores de dichos coeficientes, ya que a igualdad o bastante similitud entre resultados, es más interesante escoger aquella combinación de coeficientes con mayor número de ellos igual a cero, ya que esto implica añadir menos componentes al circuito y por ello menor consumo de potencia.

Una vez terminada la fase 4 se obtienen una serie de datos de salida intermedios y diferentes representaciones gráficas que se van a mostrar a continuación y que hay que interpretar. Debido a la gran cantidad de datos que se generan, para los cálculos numéricos de la STF y los coeficientes se van a mostrar simplemente algunos de los resultados obtenidos escogidos de manera aleatoria, mientras que gráficamente se mostrarán todos los valores calculados.

A continuación se muestran diferentes STF's obtenidas para diferentes combinaciones de coeficientes escogidas de manera aleatoria (4.8), (4.9) y (4.10).

- $b_2=1.0909$, $b_3=0$ y $b_4=0$

$$STF(z) = \frac{1.0909z(z-0.9597)}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \quad (4.8)$$

- $b_2=1.4545$, $b_3=1.7143$ y $b_4=0$

$$STF(z) = \frac{3.1688(z-0.9686)(z-0.5585)}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \quad (4.9)$$

- $b_2=1.4545$, $b_3=0.4286$ y $b_4=0.75$

$$STF(z) = \frac{0.75(z-0.9695)(z^2+0.4803z+0.4421)}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \quad (4.10)$$

Como se puede observar, según los coeficientes añadidos y sus valores, la STF puede presentar diferentes ceros, como se demostró en el capítulo 3 y como se aprecia en las ecuaciones (4.8), (4.9) y (4.10). Sin embargo, se observa que los polos son siempre los mismos y que son comunes con la NTF mostrada en (4.7).

Además de los valores numéricos, se obtiene la representación gráfica de la respuesta en frecuencia de las STF's que cumplen el requisito de amplificación con sus ceros dentro del círculo unidad y su diagrama de polos/ceros, mostrados en la Figura 4.12 y la Figura 4.13, respectivamente.

Como se puede observar en la Figura 4.12 y en el diagrama de polos/ceros de la Figura 4.13, la NTF es la misma para todas las combinaciones de coeficientes b como quedó demostrado en el capítulo 3.

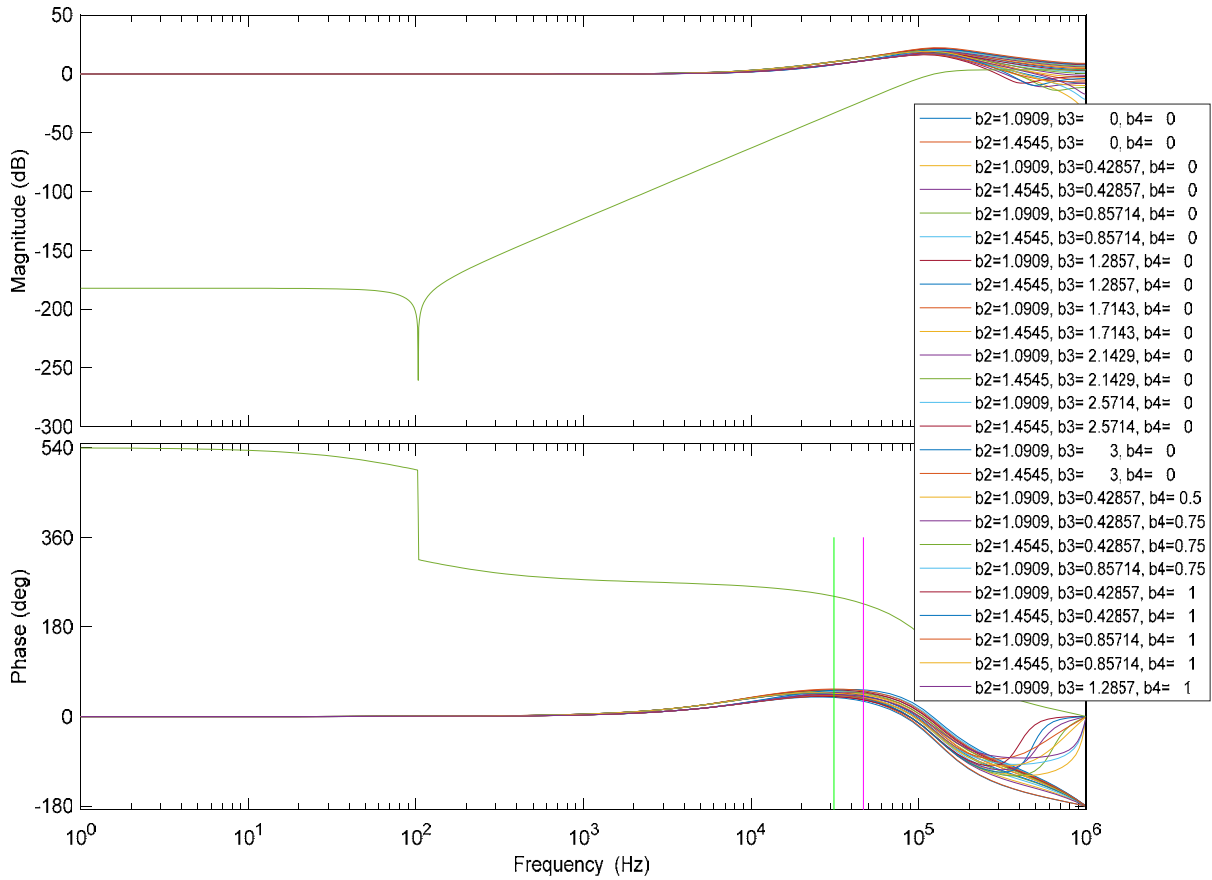


Figura 4.12 Respuesta en frecuencia de diferentes STF's para diferentes combinaciones de coeficientes b

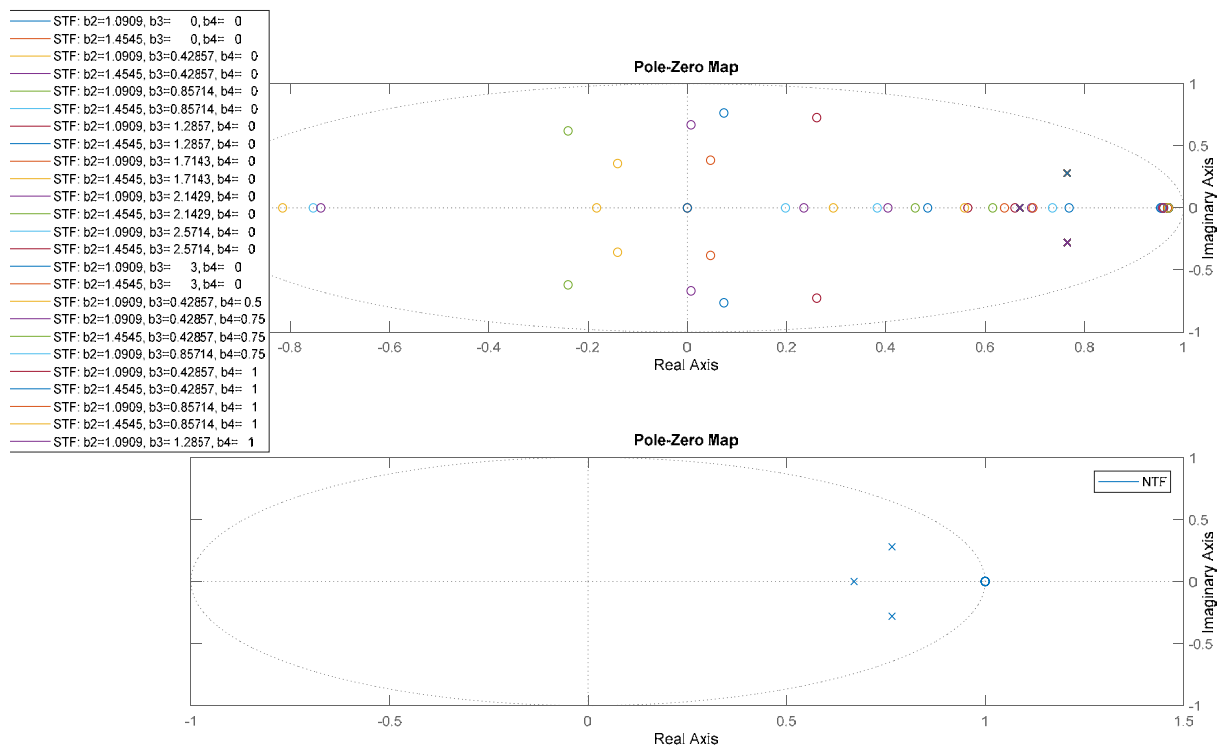


Figura 4.13 Diagrama polos/ceros de diferentes STFs para diferentes combinaciones de coeficientes b

Debido a la gran cantidad de datos que se muestran en estas gráficas, se van a representar en la Figura 4.14 las STFs para los casos mostrados en (4.8), (4.9) y (4.10) a modo de ejemplo.

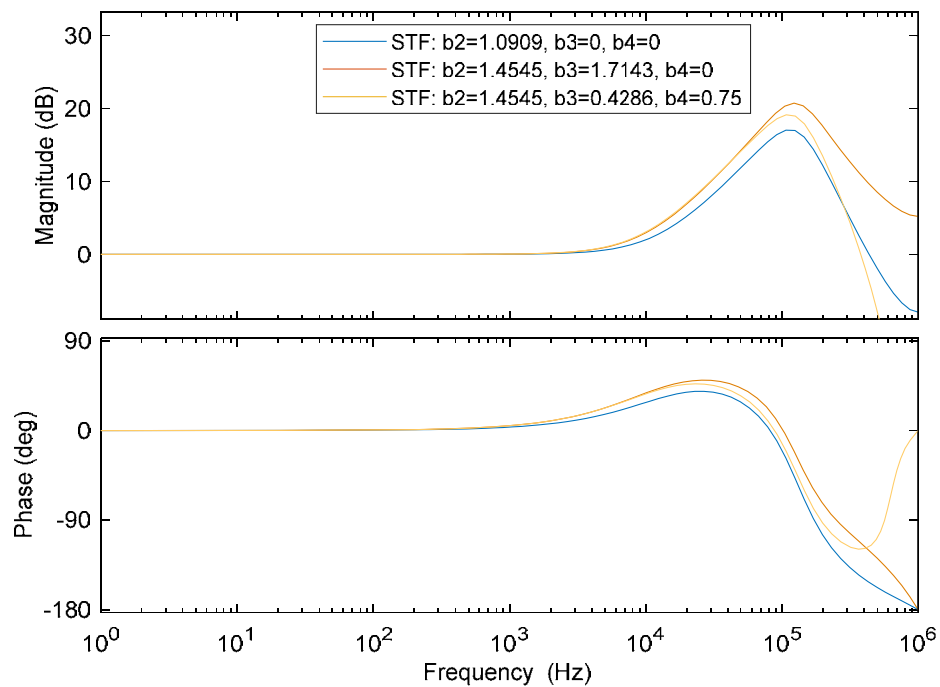


Figura 4.14 Ejemplos de STFs obtenidas con la herramienta

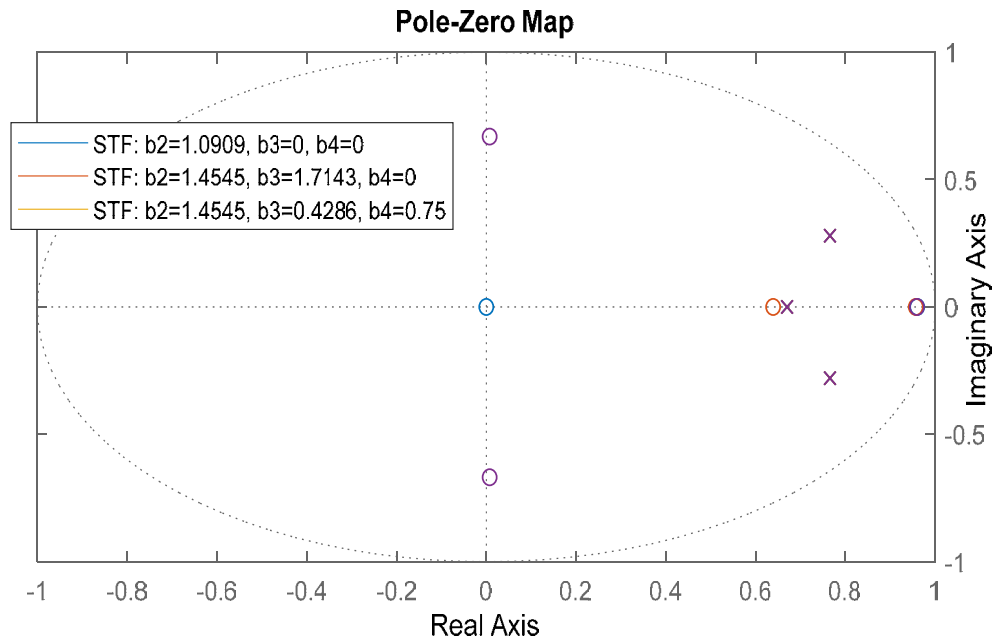


Figura 4.15 Diagrama de polos/ceros para los ejemplos de STFs

Además de las STFs, la fase 4 obtiene más gráficas de salida que permiten ayudar al usuario en el estudio de las diferentes combinaciones de coeficientes. A continuación de muestran diferentes gráficas: la MSA en función del BW y la SNR_{tono} para las diferentes combinaciones de coeficientes b , obtenidas de forma teórica utilizando (4.2) y (4.6).

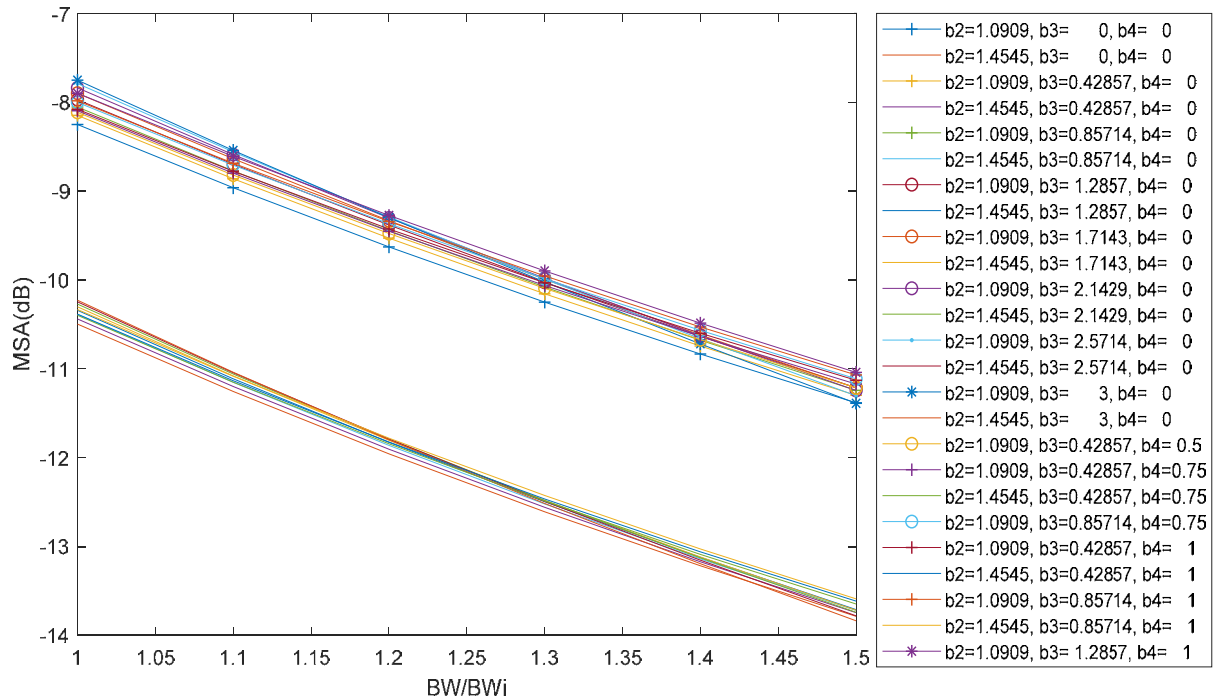


Figura 4.16 MSA en función del BW para diferentes combinaciones de coeficientes b

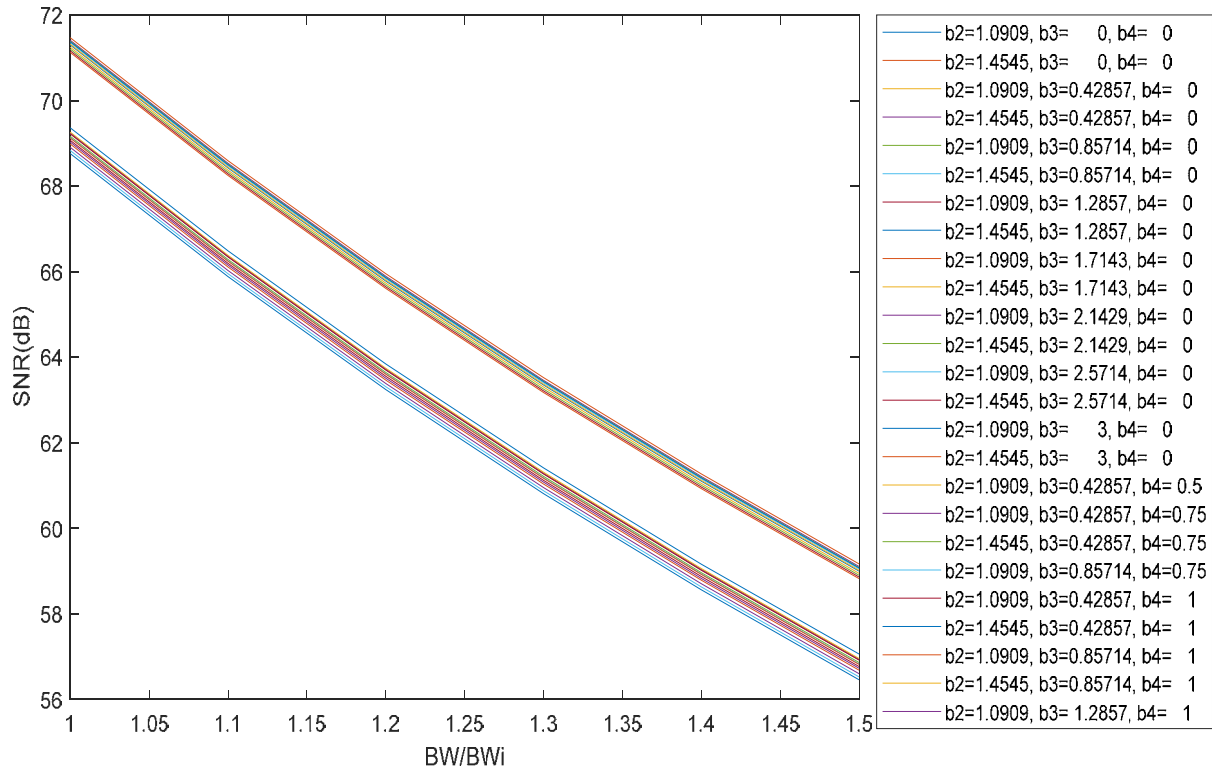


Figura 4.17 SNR_{tono} en función del BW para diferentes combinaciones de coeficientes b

Como se puede apreciar en estas gráficas, la MSA y la SNR dependen mucho de los valores de los coeficientes seleccionados, pero fundamentalmente se diferencian dos zonas para estos rangos de coeficientes de entrada seleccionados. En la Figura 4.16 se muestra una zona con unas MSA menores y otra con unas MSA mayores, mientras que en la Figura 4.17 se muestra una zona con SNR mayores y otra menores. A la hora de seleccionar una combinación de coeficientes buena, lo ideal sería que dicha combinación perteneciese a la zona con MSA mayores y la zona con SNR mayores y, en caso necesario, llegando a un compromiso entre ambas.

Una vez terminada la fase 4, el usuario debe escoger unos valores de coeficientes apropiados para comprobar realmente su funcionamiento, como muestra el diagrama de flujo de la Figura 4.1. Teniendo en cuenta todas las premisas anteriores, para este ejemplo de aplicación de la herramienta se han escogido los siguientes valores de los coeficientes b : $b_2=1.0909$, $b_3=0$ y $b_4=0$, ya que, a pesar de existir otras muchas posibilidades buenas, de esta manera se consiguen unos resultados muy similares a los obtenidos añadiendo más coeficientes pero simplemente añadiendo el coeficiente b_2 , lo que reduce la cantidad de componentes a añadir al circuito y con ello en consumo de potencia. Añadiendo el coeficiente b_2 con el valor seleccionado se consigue una SNR de 63dB en el BW_{ext} para el nuevo SDM extendido. Este valor supera en unos 8dB el valor obtenido para el SDM inicial (55.4dB), por lo que cumple el aumento de SNR que se quería alcanzar.

Seguendo el flujo de la Figura 4.1, ahora se van a realizar los cálculos y simulaciones correspondientes a las fases 1, 2 y 3, pero para el nuevo SDM extendido, con el fin de comprobar su funcionamiento y ver si cumple las especificaciones.

Primero se calculan la STF y la NTF para los coeficientes del SDM extendido obteniendo (4.11) y se representan la magnitud de su respuesta en frecuencia y su diagrama de polos/ceros en las Figura 4.18 y Figura 4.19, respectivamente.

$$\begin{cases} STF(z) = \frac{1.0909z(z-0.9597)}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \\ NTF(z) = \frac{(z-1)^3}{(z-0.6698)(z^2-1.531z+0.664)} \end{cases} \quad (4.11)$$

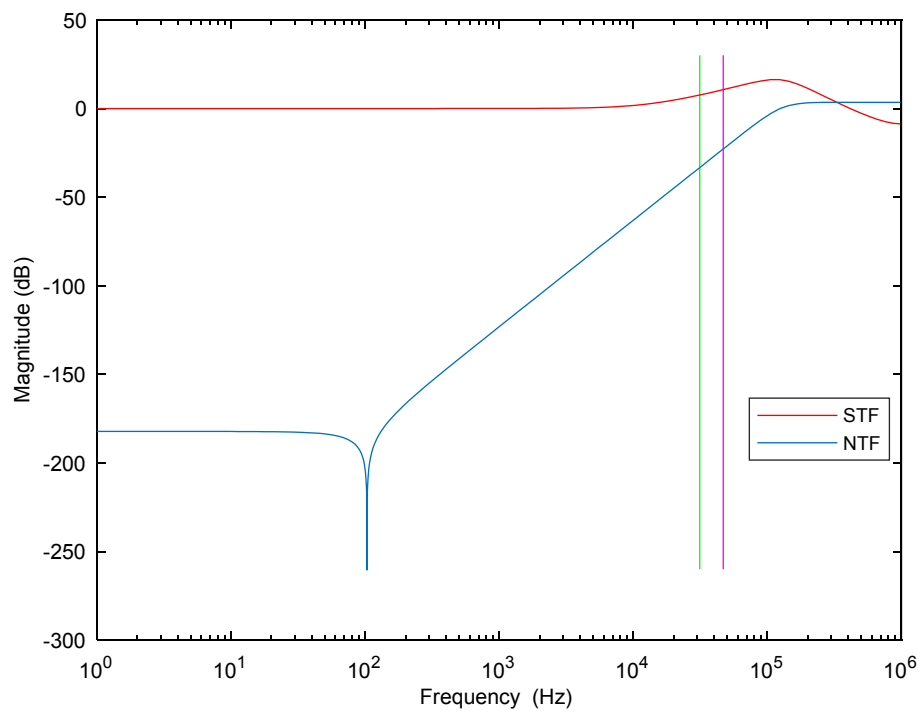


Figura 4.18 Magnitud de la respuesta en frecuencia de la STF y la NTF del SDM extendido

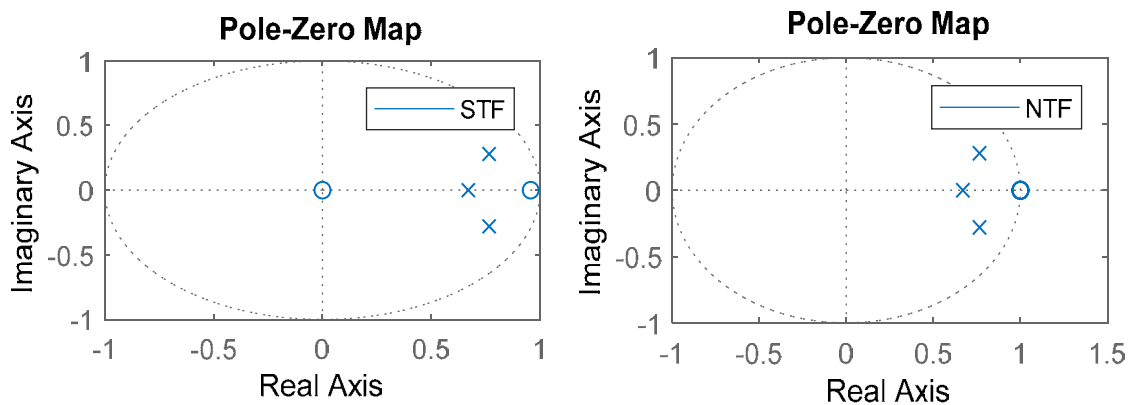


Figura 4.19 Diagrama de polos/ceros del SDM extendido

Una vez acabada la fase 1, se procede con la fase 2 de la que se obtienen los siguientes cálculos teóricos para el SDM extendido.

- $MSA_{teórica}(BW_i) = -7.6\text{dB}$
- $MSA_{teórica}(BW_{ext}) = -10.67\text{dB}$
- $SNR_{max}(BW_i) = 82.7\text{dB}$
- $SNR_{max}(BW_{ext}) = 70.4\text{dB}$
- $SNR_{tono}(BW_i) = 73.8\text{dB}$
- $SNR_{tono}(BW_{ext}) = 64.3\text{dB}$

Además de obtener estos valores, se representan gráficamente la MSA y la SNR teóricas en función del BW para este nuevo SDM extendido. La Figura 4.20 muestra la MSA que, como se puede apreciar y se ha demostrado anteriormente, disminuye a medida que aumenta el BW hasta llegar a un valor de -10.67dB para el BW_{ext} .

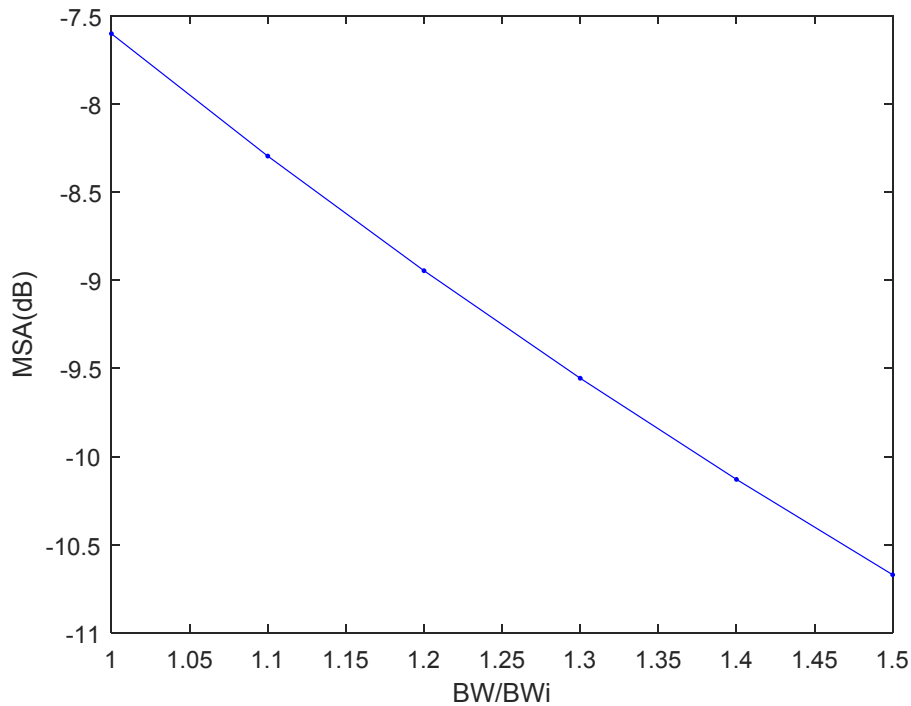


Figura 4.20 MSA frente al BW para el SDM extendido

Por otro lado, la Figura 4.21 muestra la SNR máxima obtenida teóricamente y la SNR para un tono de entrada de -15dB a una frecuencia el 80% del BW extendido. Como se puede apreciar y se ha comentado anteriormente, los valores de ambas SNRs disminuyen a medida que aumenta el BW, al igual que ocurría en el caso del SDM inicial.

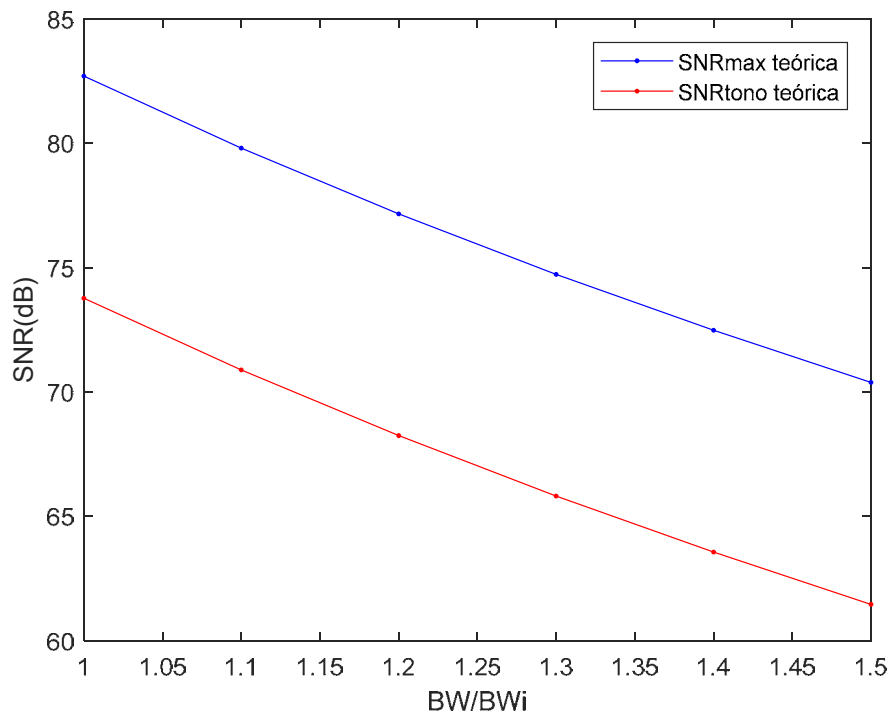


Figura 4.21 SNRmax (azul) y SNRtono (rojo) frente al BW para el SDM extendido

Una vez realizados los cálculos teóricos se simula el nuevo SDM extendido, obteniéndose una SNR para el tono de entrada en el 80% del BW extendido de 63dB, muy similar a la obtenida de forma teórica (64.3dB). La Figura 4.22 muestra el espectro de salida del SDM extendido para un tono dentro del BWext.

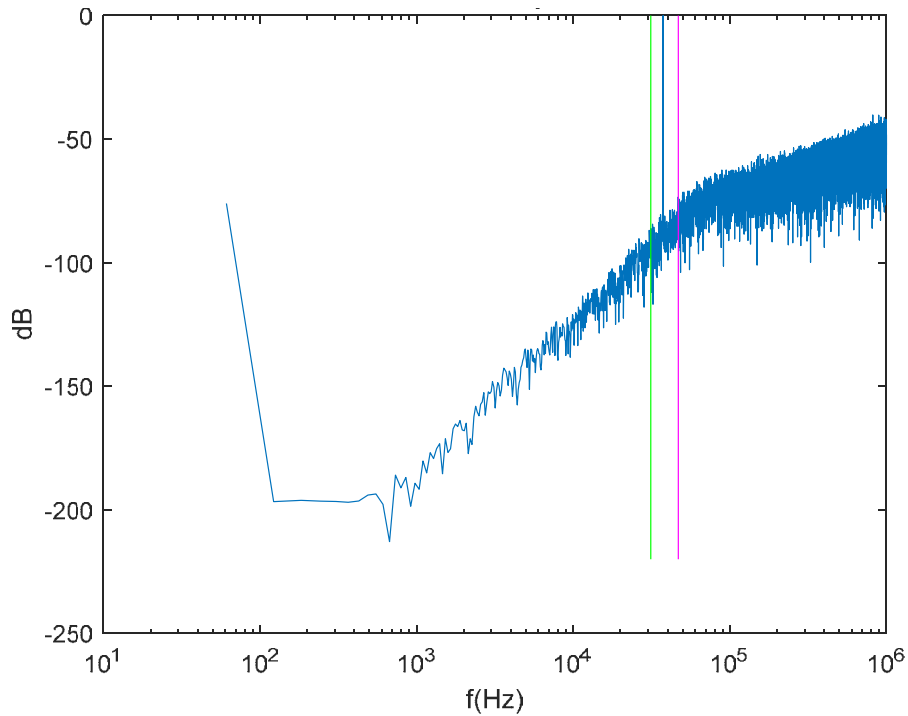


Figura 4.22 Espectro de salida del SDM extendido

Tras finalizar la fase 2 se da inicio a la fase 3, donde se obtiene el DR del nuevo SDM extendido, como muestra la Figura 4.23. En ella se comparan el DR teórico obtenido, que no presenta pérdida de MSA, con el DR simulado en el que se aprecia la pérdida de MSA que se ha obtenido anteriormente. El valor teórico de MSA que se obtuvo fue -10.67dB y el valor que muestra la gráfica es de -11dB, por lo que tanto el valor de simulación como el teórico coinciden.

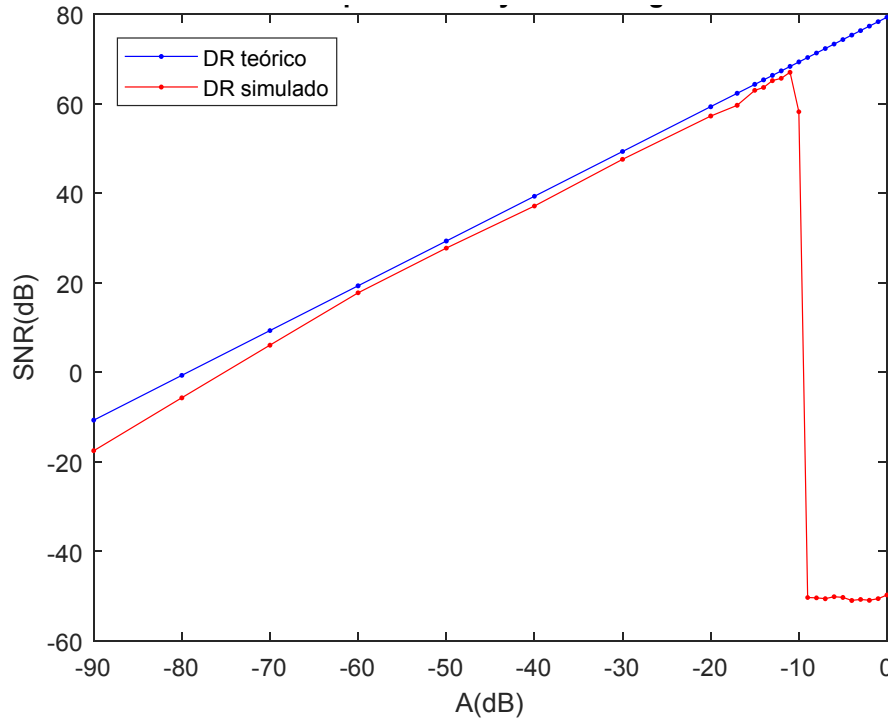


Figura 4.23 DR teórico (azul) frente al simulado (rojo) del SDM extendido

Una vez realizados todos los cálculos y simulaciones necesarios se puede concluir que el nuevo SDM extendido mejora el funcionamiento del SDM inicial en unos 8dB en el BW extendido debido a la adición del coeficiente *feedforward* b_2 , mientras que mantiene el funcionamiento en el BW inicial. La principal desventaja de esta técnica, como se ha visto anteriormente, es que la MSA disminuye tanto para la banda inicial como la extendida. Sin embargo, para aplicaciones en las que no es necesario tener un rango completo de señales de entrada, como ocurrirá en el ejemplo práctico del capítulo 5, esta técnica es una opción muy recomendable ya que el consumo de potencia añadido al SDM inicial es mínimo.

4.4 Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha desarrollado una herramienta software que ayude en el cálculo de los coeficientes *feedforward* a añadir para mejorar el funcionamiento del SDM fuera de la banda inicial para la que fue previamente diseñado. Para ello, primero se ha detallado el funcionamiento de la herramienta, explicando en que consiste cada una de las fases por las que pasa y qué datos se obtienen en cada una de ellas. Después se ha ilustrado el

funcionamiento de la herramienta aplicándolo a un caso de ejemplo. El SDM inicial escogido ha sido un SDM de tercer orden con la arquitectura CRFB, como el ilustrado en la Figura 3.1. Para este caso de ejemplo se ha mostrado el funcionamiento del SDM inicial tanto para el BWi como para el BWext, donde se ha visto que de manera natural no se obtiene la SNR deseada. Una vez hecho esto, se han introducido unos rangos de coeficientes *feedforward* con el fin de buscar la mejor combinación de los mismos para lograr la amplificación deseada. Una vez realizadas diferentes pruebas con dichos coeficientes, se han utilizado dichos resultados para escoger un valor concreto de coeficientes y comprobar si cumplen el requisito de SNR necesario. En este caso se han escogido unos valores de coeficiente de $b_2=1.1$, $b_3=0$ y $b_4=0$.

Tras elegir los coeficientes se han vuelto a realizar los mismos cálculos y las mismas simulaciones que para el SDM inicial para comprobar el funcionamiento del nuevo SDM extendido. De esta manera se ha conseguido un aumento de unos 8dB para un tono de -15dB a una frecuencia el 80% del BWext, cumpliendo el incremento de SNR necesario. El problema que supone la aplicación de esta técnica es que la MSA disminuye comparándolo con el SDM inicial. Sin embargo, para aplicaciones en las que no es necesario el rango de entrada completo, esta técnica resulta de gran utilidad debido a que los componentes a añadir al circuito son mínimos y por tanto su consumo de potencia adicional también será mínimo.

El funcionamiento de esta herramienta se ha demostrado mediante este caso de ejemplo, pero puede ser aplicada a otros SDM. Hasta el momento la herramienta está diseñada para una sola arquitectura de SDM (la arquitectura CRFB) pero puede ser extendida en el futuro para que contemple otras arquitecturas diferentes.

Capítulo 5. Aplicación de la técnica de ecualización propuesta a un caso práctico

A lo largo de este capítulo se va a desarrollar un caso práctico de aplicación real en el que, partiendo de un SDM ya implementado para la aplicación de audio, se va a obtener un SDM que sea capaz de procesar tanto las señales de audio como las señales de ultrasonidos con una adición de hardware y un consumo de potencia adicional mínimos. Estos dos puntos resultan muy importantes ya que en la aplicación real el micrófono va a ser utilizado en dispositivos móviles, que buscan un área y consumo de potencia reducidos.

Al estar hablando de dispositivos móviles, la distancia al interlocutor es pequeña, por lo que la presión de sonido que se emplea como referencia para el micrófono será de 94dB_{SPL} ; mientras que, en el caso de los ultrasonidos, al haber más lejanía con el interlocutor, se emplea un nivel umbral de 80dB_{SPL} [36]. Por lo tanto, a la hora de imponer unas especificaciones para el sistema, éstas serán para dichos valores de presión sonora, tanto para audio como para ultrasonidos, respectivamente.

5.1 Especificaciones del SDM

Para que el SDM diseñado en este caso práctico para captar señales de ultrasonidos sea compatible con el micrófono que capta las señales de audio, las especificaciones que el sistema ha de cumplir tanto para señales de audio como para señales de ultrasonidos se enumeran a continuación:

- ✓ Sobrecarga acústica máxima: $128\text{dB}_{\text{SPL}}$. Este valor indicará el fondo de escala máximo del SDM ya que se corresponderá con 0dB_{fs} , es decir dB referidos al fondo de escala.
- ✓ Nivel acústico de referencia para las señales de audio: 94dB_{SPL} . Teniendo en cuenta el fondo de escala de $128\text{dB}_{\text{SPL}}$, será equivalente a -34dB_{fs} .
- ✓ Banda de frecuencias para las señales de audio: $20\text{Hz} - 20\text{kHz}$.
- ✓ Nivel acústico de referencia para las señales de ultrasonidos: 80dB_{SPL} . Equivalente a -48dB_{fs} para el fondo de escala de $128\text{dB}_{\text{SPL}}$.
- ✓ Banda de frecuencias para las señales de ultrasonidos: $20\text{kHz} - 100\text{kHz}$, con un BW de 5kHz alrededor de la frecuencia del tono de la señal de entrada.
- ✓ SDM de tercer orden, partiendo del inicial previamente diseñado para audio.
- ✓ Frecuencia de muestreo: 4.6MHz .
- ✓ Cuantificador de 4bits.
- ✓ $\text{OSR}=76$.
- ✓ SNR para las señales de audio: $\text{SNR}@94\text{dB}_{\text{SPL}}=82\text{dB}$.
- ✓ SNR para las señales de ultrasonidos: $\text{SNR}@80\text{dB}_{\text{SPL}}>50\text{dB}$ (en el BW de 5kHz).

Teniendo en cuenta estas especificaciones se va a diseñar el SDM modificado partiendo del SDM actualmente empleado para un micrófono MEMS que únicamente capta señales de audio.

5.2 SDM inicial diseñado para el micrófono MEMS

El SDM inicial que se desea modificar para que sea capaz de procesar señales de la banda de ultrasonidos es un diseño previo al publicado en [12] y [13] pero muy similar. El circuito de lectura del sensor consta de los mismos bloques publicados en [12] y [13], y el SDM es el mismo con pequeñas modificaciones. El diseño correspondiente a [12] y [13] presenta una sobrecarga acústica máxima de 140dB_{SPL} lograda empleando un MEMS diferencial y un cuantificador de 6 bits. Sin embargo, el SDM de referencia que se va a emplear en este caso práctico presenta un nivel máximo de presión sonora de 128dB_{SPL}, un MEMS no diferencial y un cuantificador de 4 bits. Además será de tercer orden, con el mismo filtro publicado en [12] y [13], pero con una frecuencia de muestreo de 4.6MHz, una OSR=76 y un BW_{mic}=20kHz, cumpliendo con las especificaciones enumeradas en el apartado 5.1.

El circuito implementado en capacidades conmutadas del SDM de referencia está publicado en [12] y [13] y se muestra en la Figura 5.1.

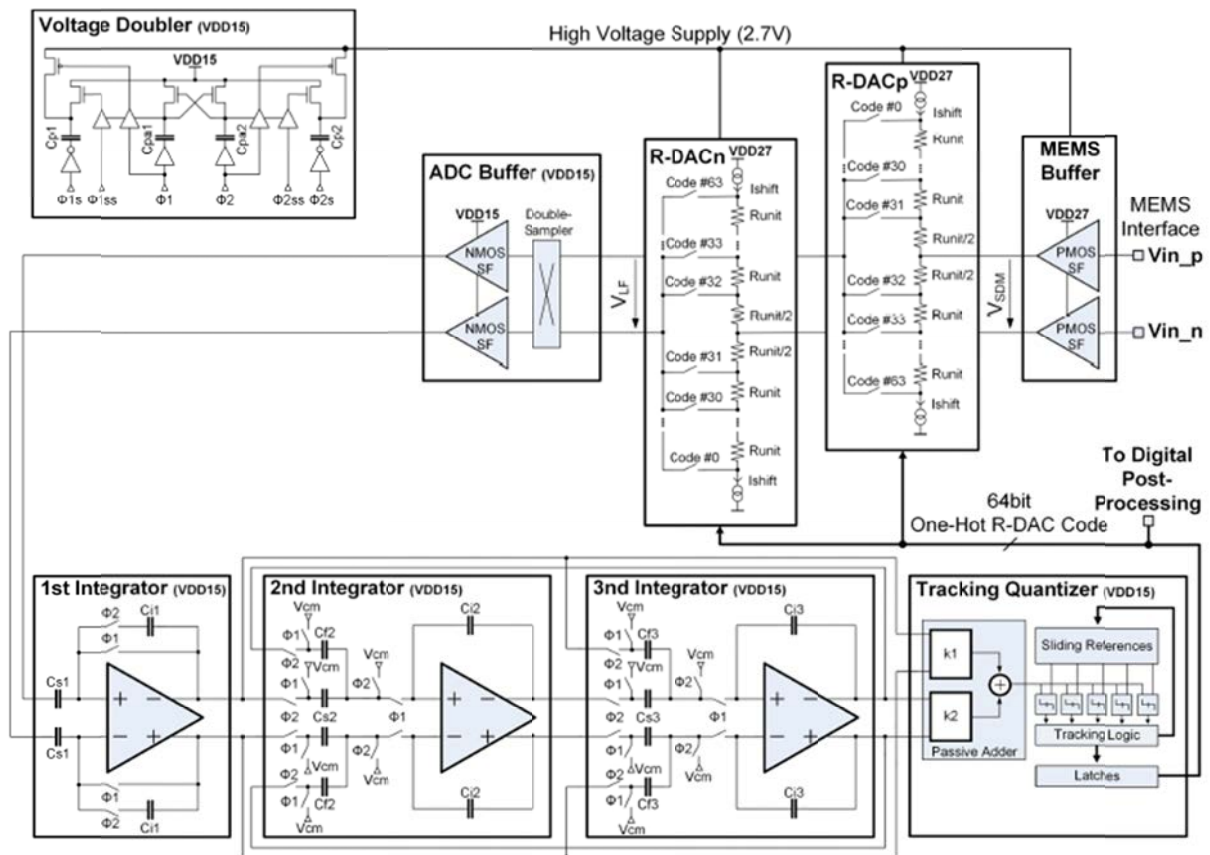


Figura 5.1 Circuito de referencia del MEMS con el SDM [12]

Como se puede observar en el circuito de la Figura 5.1, para que la variación de la tensión del MEMS sea mayor, aumentando así su resolución, la tensión de alimentación tanto del MEMS como del DAC ha de ser 2.7V, mayor que la tensión de alimentación del resto del circuito que es 1.8V [12], disminuyendo así el consumo de potencia. Esto habrá de tenerse en cuenta posteriormente a la hora de realizar las modificaciones del SDM para obtener el diseño final.

Este circuito se puede modelar a nivel de sistema para poder realizar simulaciones y estudiar posteriormente las modificaciones que se pueden realizar para su utilización para procesar señales en la banda de frecuencias de ultrasonidos. Para ello el diagrama de bloques del circuito del SDM de la Figura 5.1 se muestra en la Figura 5.2. Este SDM está formado por el filtro del bucle con dos entradas y una salida, el cuantificador, que en este caso práctico se trata de un “tracking quantizer” de 4bits, y el DAC de realimentación, que será un R-DAC de 4bits, equivalentes a los detallados en [12].

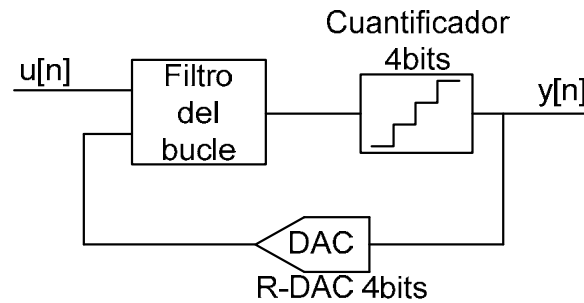


Figura 5.2 Diagrama de bloques del SDM de referencia

Del circuito de la Figura 5.1 se deduce la arquitectura que presenta el SDM, mostrada en la Figura 5.3 a nivel de sistema en función de sus coeficientes. Los valores de dichos coeficientes se pueden obtener a partir de los valores de los condensadores del circuito ya implementado, como se verá a continuación. Sin embargo, debido a que este diseño es confidencial y perteneciente a la empresa Infineon Technologies Austria, con la que colaboramos, no se pueden mostrar los valores de los coeficientes del modelo ni de los condensadores del circuito para el modelo de referencia.

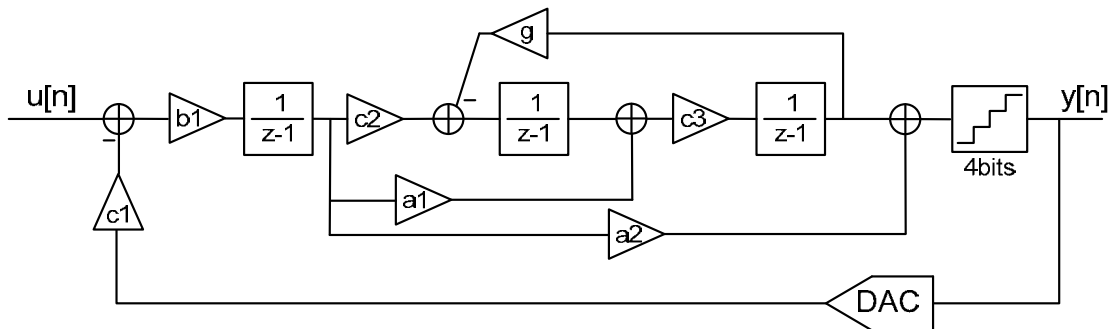


Figura 5.3 Modelo del SDM de referencia

Teniendo en cuenta cómo es el diagrama de bloques de la Figura 5.2, el coeficiente c_l se va a implementar junto con el DAC de realimentación y depende del valor de las resistencias del R-DAC, por lo que la equivalencia del SDM a nivel de circuito se va a centrar en el filtro del bucle. Para obtener el valor del resto de los coeficientes a partir de los condensadores del circuito, la Figura 5.4 muestra de forma más simplificada el circuito del filtro del bucle del SDM de referencia, donde se ha de tener en cuenta que la entrada del SDM va a un seguidor de tensión (“Source Follower”, mostrado en la Figura 5.4) que presenta una ganancia de 0.8 y que además realiza un doble muestreo. Debido a esto, lo que anteriormente se ha denominado b_l en realidad está formado por b_l' , que depende de los condensadores, y el *Source Follower*, siendo $b_l = 2 \cdot 0.8 \cdot b_l'$, por lo que habrá de ser tenido en cuenta a la hora de calcular los coeficientes del sistema de la Figura 5.3. Además, se ha de resaltar que el coeficiente g del SDM que indica el valor de la resonancia de la NTF suele tener un valor muy pequeño, por lo que a la hora de implementarse a nivel de circuito mediante un condensador normalmente hay que hacerlo mediante un condensador equivalente obtenido de una estructura en T como muestra la Figura 5.4.

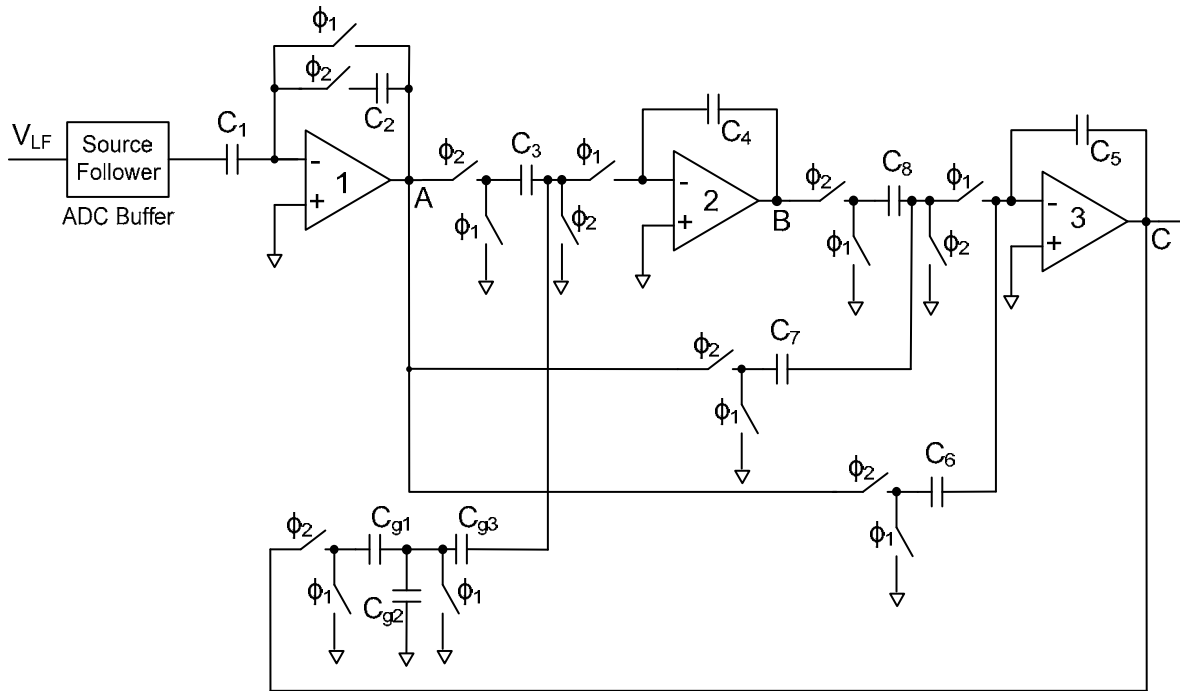


Figura 5.4 Circuito simplificado del filtro del bucle del SDM de referencia

Para obtener el valor del resto de los coeficientes del modelo del SDM de referencia, se va a dividir el circuito en tres partes, formadas por cada uno de los tres integradores del filtro del bucle, y se van a obtener las equivalencias entre condensadores y coeficientes correspondientes a cada uno de los tres integradores de manera separada. Se empieza con el primer integrador, mostrado en la Figura 5.5, de donde se puede obtener el valor del coeficiente b_l en función de los valores de los condensadores C_1 y C_2 como se muestra en (5.1).

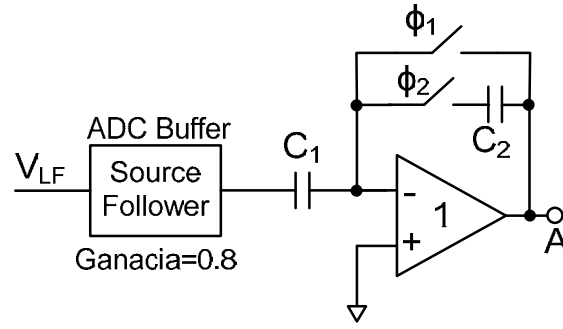


Figura 5.5 Primer integrador del SDM de referencia

$$b_1 = 2 \cdot 0.8 \cdot b'_1 = 2 \cdot 0.8 \cdot \frac{C_1}{C_2} \quad (5.1)$$

El ruido térmico debido a los interruptores en un circuito de capacidades conmutadas es importante sólo en el primer integrador [37], por lo que ha de tenerse en cuenta al diseñar el valor del condensador C_1 , denominado condensador de muestreo. El ruido térmico viene dado por la expresión (5.2), donde k es la constante de Boltzmann, $k=1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$ y T es la temperatura en grados Kelvin. Hay que tener en cuenta que si el circuito es diferencial, el ruido térmico expresado en (5.2) se multiplica por 2 [4].

$$\text{ruido térmico} = \frac{kT}{C_1} \quad (5.2)$$

Para que el ruido térmico sea lo menor posible, el condensador C_1 ha de tener un valor elevado, como es el caso de este diseño de SDM de referencia, donde toma un valor de 12pF, diferente al mostrado en [12] que tiene un valor de 7.5pF debido a que el circuito está diseñado para 140dB_{SPL} de sobrecarga acústica máxima.

Operando de la misma manera para el segundo integrador representado en la Figura 5.6 se obtendrían los valores de los coeficientes c_2 y g en función de los condensadores C_3 , C_4 y C_{geq} (5.5).

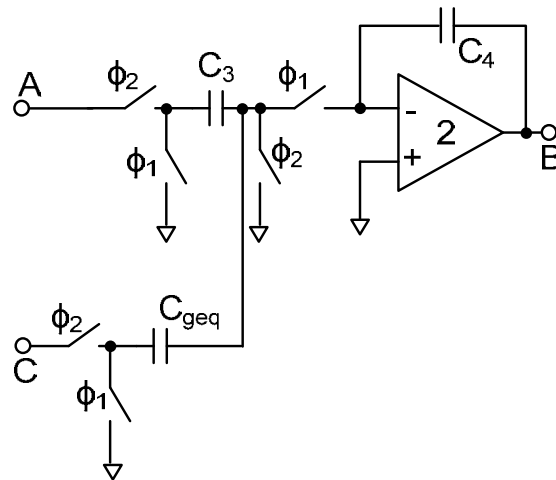


Figura 5.6 Segundo integrador del SDM de referencia

$$\begin{aligned}
c_2 &= \frac{C_3}{C_4} \\
g &= \frac{C_{geq}}{C_4}
\end{aligned} \tag{5.5}$$

De la misma manera y utilizando la Figura 5.7 que hace referencia al tercer integrador pueden obtenerse los valores de los coeficientes c_3 , a_1 y a_2 en función de los condensadores C_5 , C_6 , C_7 y C_8 (5.6).

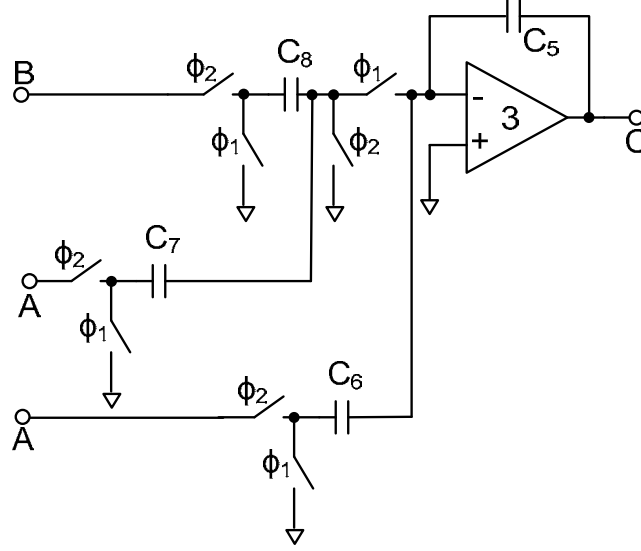


Figura 5.7 Tercer integrador del SDM de referencia

$$\begin{aligned}
c_3 &= \frac{C_8}{C_5} \\
a_1 \cdot c_3 &= \frac{C_7}{C_5} \rightarrow a_1 = \frac{C_7}{C_5} \cdot \frac{1}{c_3} \\
a_2 &= \frac{C_6}{C_5}
\end{aligned} \tag{5.6}$$

Una vez obtenidos los valores de los coeficientes del modelo de referencia para su representación a nivel de sistema, se pueden obtener tanto la NTF como la STF en función de dichos coeficientes, mostradas en (5.7), para el SDM de la Figura 5.3 mediante las ecuaciones de estados, al igual que se realizó en el capítulo 3.

$$\begin{cases}
NTF(z) = \frac{z^3 - 3z^2 + z(3 + c_3g) - 1 - c_3g}{z^3 + z^2(a_2b_1c_1 - 3) + z(3 - 2a_2b_1c_1 + c_3g + a_1b_1c_1c_3) + a_2b_1c_1 - c_3g - a_1b_1c_1c_3 + b_1c_1c_2c_3 - 1} \\
STF(z) = \frac{z^2a_2b_1 + z(-2a_2b_1 + a_1b_1c_3) + a_2b_1 - a_1b_1c_3 + b_1c_2c_3 - 1}{z^3 + z^2(a_2b_1c_1 - 3) + z(3 - 2a_2b_1c_1 + c_3g + a_1b_1c_1c_3) + a_2b_1c_1 - c_3g - a_1b_1c_1c_3 + b_1c_1c_2c_3 - 1}
\end{cases} \tag{5.7}$$

Sustituyendo cada uno de los coeficientes obtenidos para el SDM de referencia y representando las funciones de transferencia en función de sus polos y sus ceros se obtienen la NTF y la STF para el SDM de referencia diseñado para audio y mostradas en (5.8). Como se puede observar tanto la NTF como la STF tienen 3 polos, uno real y dos complejos conjugados, y además la NTF tiene 3 ceros, uno real y dos complejos, mientras que la STF tiene 2 ceros complejos.

$$\begin{cases} NTF_{ref}(z) = \frac{(z-1) \cdot (z^2 - 2z + 1.002)}{(z-0.5745) \cdot (z^2 - 1.28z + 0.554)} \\ STF_{ref}(z) = \frac{1.28(z^2 - 1.5z + 0.6)}{(z-0.5745) \cdot (z^2 - 1.28z + 0.554)} \end{cases} \quad (5.8)$$

Obteniendo la respuesta en frecuencia tanto de la NTF como de la STF para el SDM de referencia se obtiene la Figura 5.8, y la Figura 5.9 muestra su diagrama de polos y ceros en el plano Z. Se puede observar mediante su NTF que presenta un conformado de ruido de tercer orden y que además tiene una resonancia que desplazará el ruido a frecuencias mayores.

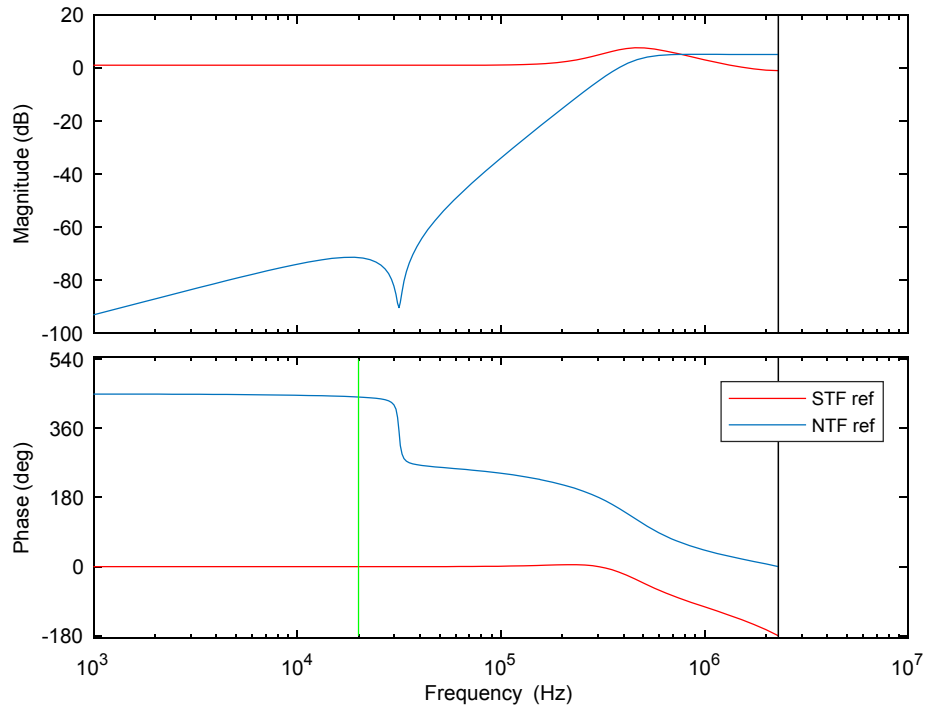


Figura 5.8 Respuesta en frecuencia de la NTF y la STF del SDM de referencia

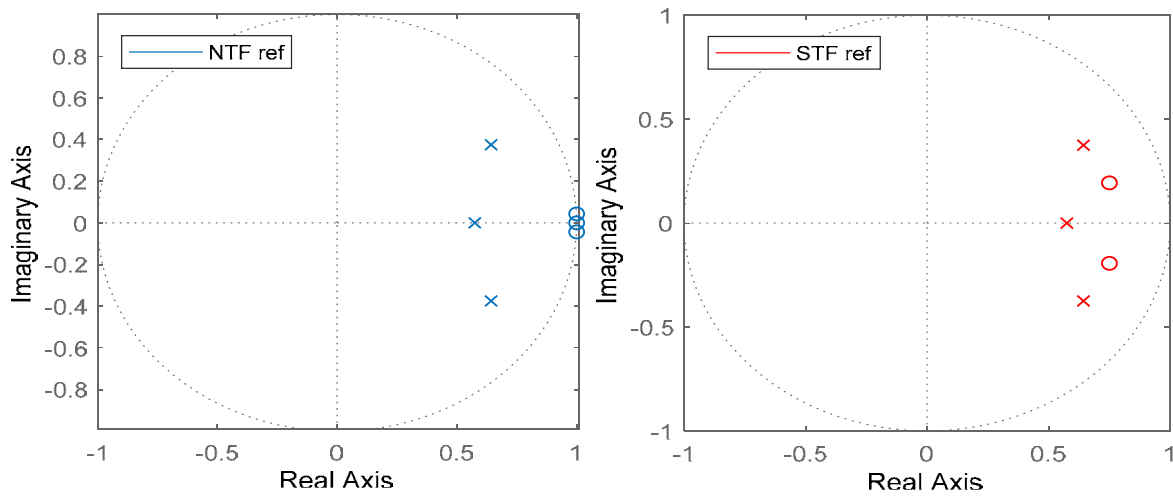


Figura 5.9 Diagrama de polos y ceros de la NTF y la STF del SDM de referencia

Una vez conocido el diseño del SDM a nivel de sistema se van a realizar una serie de simulaciones temporales para ver su funcionamiento y demostrar que cumple con las especificaciones para la banda de audio, es decir, una SNR de 82dB a una amplitud de 94dB_{SPL}. Hay que tener en cuenta que el SDM de referencia está diseñado para una presión acústica máxima de 128dB_{SPL}, por lo que habrá de evaluarse en la banda de audio para un tono de entrada de -34dB_{fs}. Realizando una simulación para dicho tono de entrada de referencia a una frecuencia al final del BW_{mic} se obtiene el espectro de salida mostrado en la Figura 5.10. Para este tono de entrada se obtiene una SNR de 87dB, que cumple con el requisito de los 82dB para señales de audio.

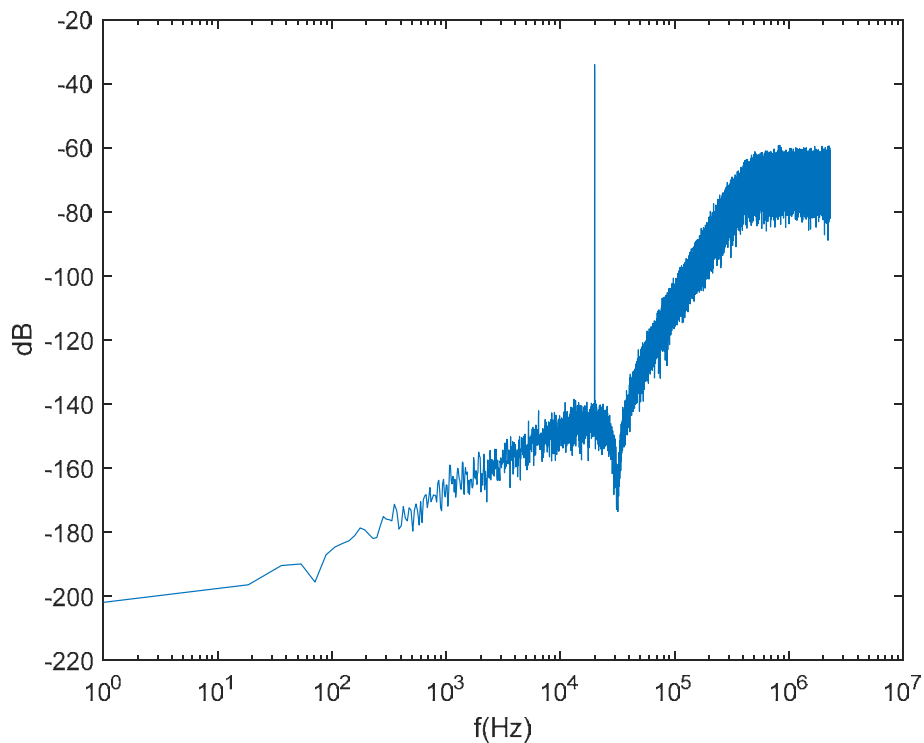


Figura 5.10 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono de entrada al final del BW_{mic} y una amplitud de 94dB_{SPL}

Si ahora se realiza un barrido de amplitudes de entrada para una frecuencia al final del BW_{mic} se obtiene el DR del SDM de referencia, mostrado en la Figura 5.11. Se puede apreciar que la MSA para este SDM en la banda de audio es de -2dB_{fs}.

Como se puede observar mediante las simulaciones, este SDM de referencia está diseñado para optimizar su funcionamiento en la banda de audio y obtener los 82dB de SNR requeridos en dicha banda para el micrófono MEMS, por lo que no podrá aplicarse directamente para procesar señales en la banda de ultrasonidos, ya que no alcanzará la especificación requerida.

Una vez visto tanto a nivel de circuito como a nivel de sistema el SDM de referencia, se va a proceder a modificarlo de manera que permita procesar señales que se encuentren en

la banda de ultrasonidos, donde existe el problema de que el ruido a esas frecuencias es muy elevado.

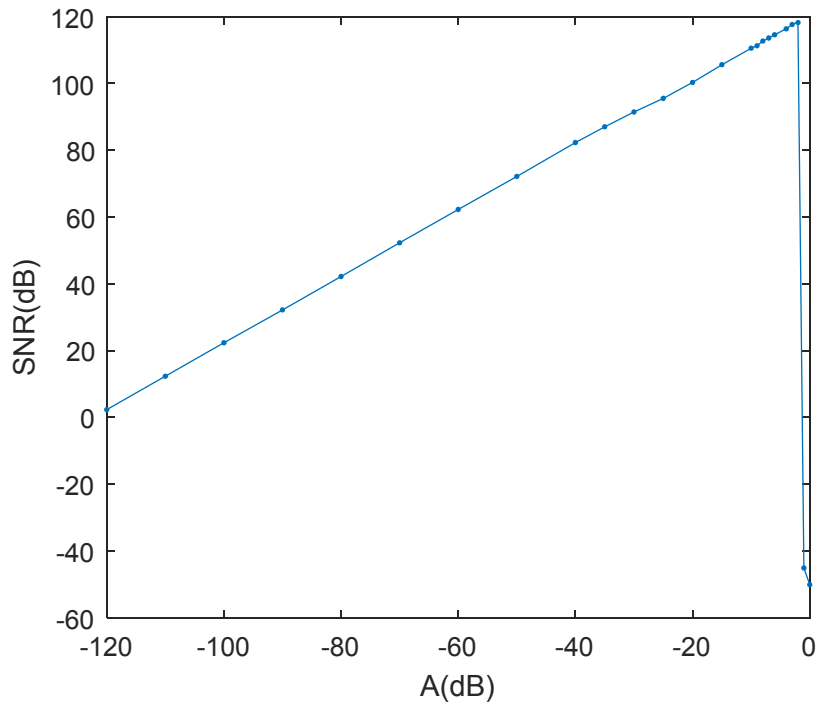


Figura 5.11 DR del SDM de referencia para una frecuencia al final de BW_{mic}

5.3 Modificaciones del SDM para procesar señales de ultrasonidos

El SDM de referencia está optimizado para su uso en la banda de frecuencias de audio, por lo que al emplearlo para procesar señales en la banda de ultrasonidos cumpliendo las especificaciones del apartado 5.1 habrá que modificarlo aplicando la técnica propuesta en esta tesis. Para comprobarlo primero se van a realizar las simulaciones del SDM de referencia para señales en la banda de ultrasonidos, obteniéndose el punto de partida para realizar las modificaciones necesarias. Para ello se ha de tener en cuenta que para obtener la SNR se ha de integrar en un BW de 5kHz alrededor de la frecuencia del tono de entrada como se comentó en las especificaciones. Debido a esto, las simulaciones a realizar van a ser en su mayoría para un tono de entrada al final de la banda, ya que será el caso más desfavorable al ser la zona de la NTF que más ruido posee debido al conformado de tercer orden del SDM. Además, ya que el SDM de referencia está diseñado para una presión acústica máxima de 128dB_{SPL}, los 80dB_{SPL} donde se evalúan las especificaciones de ultrasonidos se corresponderán con un tono de entrada a -48dB_{fs}.

Realizando una simulación para un tono de entrada de -48dB al final de la banda de ultrasonidos, es decir, cercano a 100kHz, se obtiene el espectro de salida para el SDM de referencia de la Figura 5.12, cuyo valor de SNR es de 40.1dB. Como era de esperar este valor

no cumple la especificación para la banda de ultrasonidos, por lo que se aplicará la técnica de ecualización propuesta en esta tesis para mejorar su funcionamiento en dicha banda de frecuencias y obtener una mejora de SNR de aproximadamente 12dB.

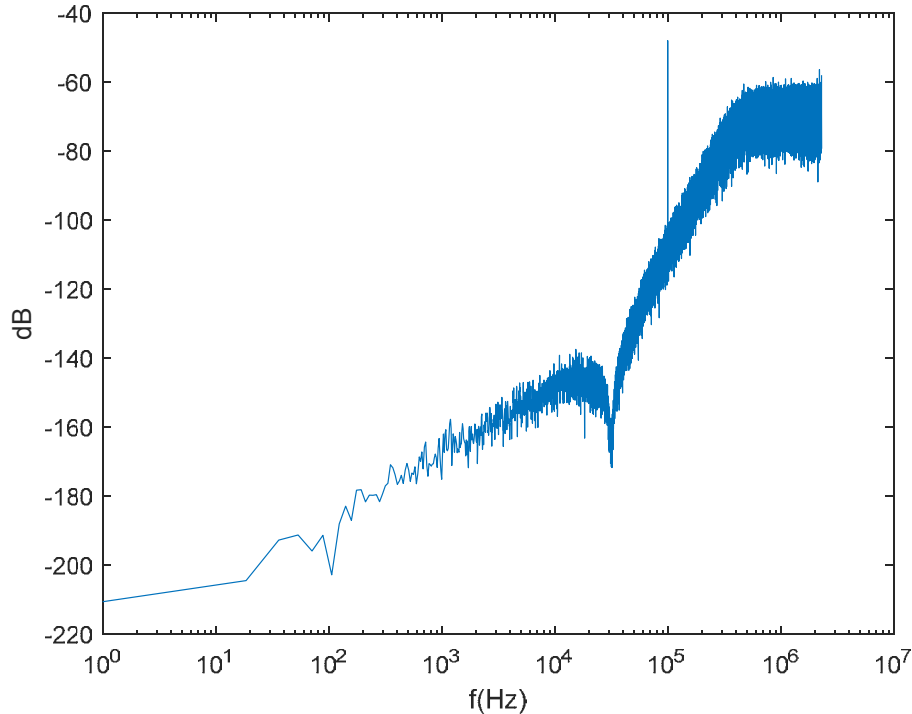


Figura 5.12 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos

Antes de aplicar la técnica propuesta se van a representar dos gráficas más para realizar comparaciones después de aplicar la ecualización. La primera de ellas y mostrada en la Figura 5.13 es el DR obtenido para diferentes amplitudes de entrada a una frecuencia cercana al final de la banda de ultrasonidos, del que se puede obtener una MSA de -3dB. La segunda de ellas es para demostrar que el caso más desfavorable debido a la cantidad de ruido es para los tonos de entrada en frecuencias al final de la banda de ultrasonidos, ya que, para un tono en la mitad de la frecuencia máxima, es decir, un tono a 50kHz, el espectro de salida se muestra en la Figura 5.14 y su SNR toma un valor de 62.6dB, bastante superior al obtenido al final de la banda. Pero como se ha comentado en el apartado 5.1 de especificaciones, se ha de cumplir que la SNR en la banda de ultrasonidos sea mayor de 50dB en todos los casos.

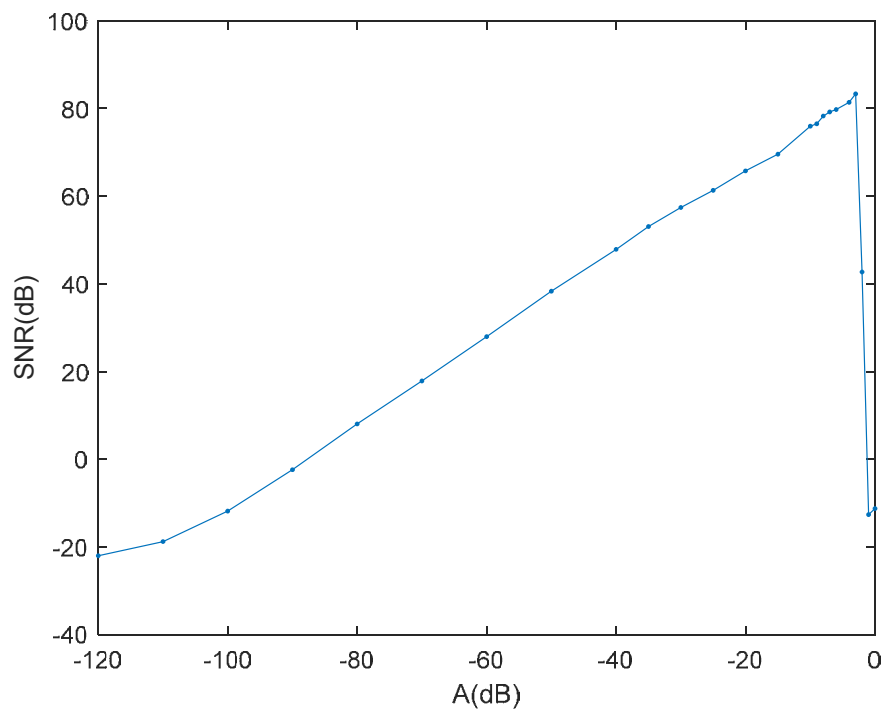


Figura 5.13 DR del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos

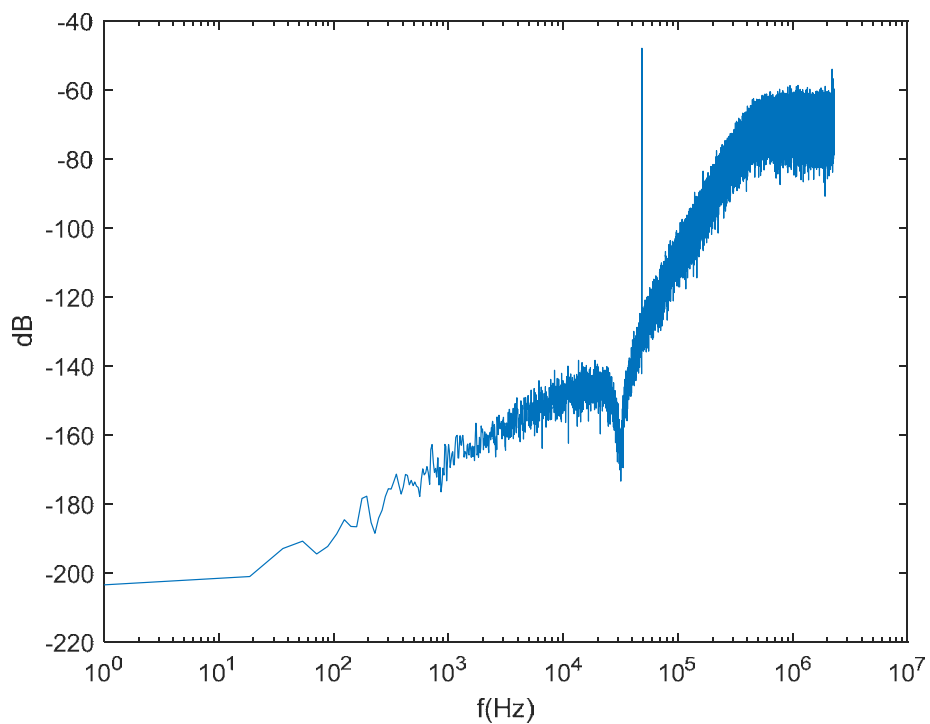


Figura 5.14 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono en la mitad de la banda de ultrasonidos

5.3.1 Aplicación de la técnica de ecualización propuesta en esta tesis

El SDM de referencia por sí solo no cumple las especificaciones de SNR requeridas para la banda de frecuencias de ultrasonidos, por lo que es necesario modificarlo. Para ello se va a emplear la técnica de ecualización propuesta en esta tesis en la que se van a añadir una serie de coeficientes *feedforward* con el objetivo de modificar la STF_{ref} a las frecuencias de ultrasonidos. El modelo que surge al añadir dichos coeficientes se muestra en la Figura 5.15, donde se han añadido los tres coeficientes *feedforward* correspondientes a un SDM de tercer orden.

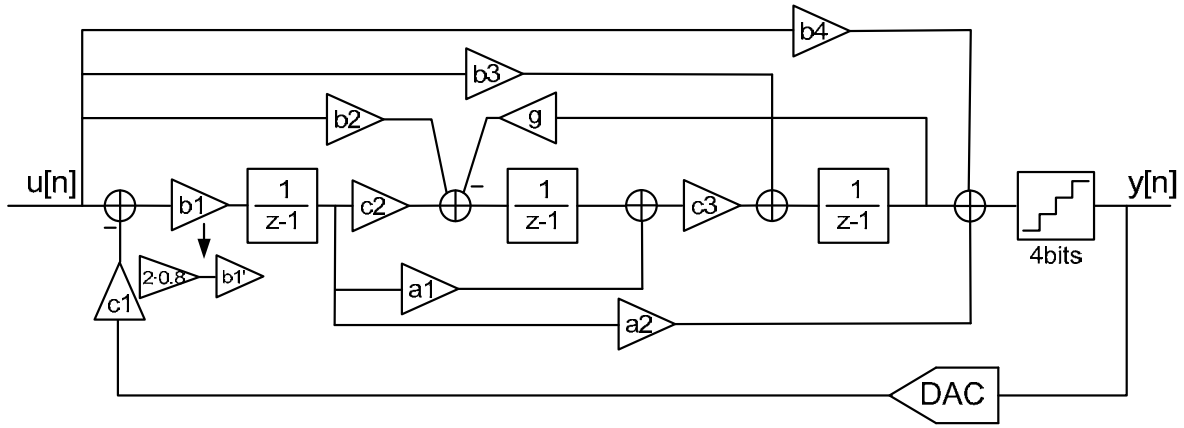


Figura 5.15 Modelo del SDM de referencia modificado para ultrasonidos

Como se demostró en el capítulo 3, la adición de estos nuevos coeficientes modifica los ceros de la STF, por lo que (5.9) muestra la nueva STF en función de dichos coeficientes, y además la NTF, que se conserva respecto a la de referencia.

$$\begin{cases} STF_{ultra}(z) = \frac{z^3 b_4 + z^2 (a_2 b_1 - 3b_4 + b_3) + z(3b_4 - 2b_3 - 2a_2 b_1 + 2b_2 c_3 + a_1 b_1 c_3) + b_3 + a_2 b_1 - b_2 c_3 - a_1 b_1 c_3 + b_1 c_2 c_3 - 1}{z^3 + z^2 (a_2 b_1 c_1 - 3) + z(3 - 2a_2 b_1 c_1 + c_3 g + a_1 b_1 c_1 c_3) + a_2 b_1 c_1 - c_3 g - a_1 b_1 c_1 c_3 + b_1 c_1 c_2 c_3 - 1} \\ NTF_{ultra}(z) = \frac{z^3 - 3z^2 + z(3 + c_3 g) - 1 - c_3 g}{z^3 + z^2 (a_2 b_1 c_1 - 3) + z(3 - 2a_2 b_1 c_1 + c_3 g + a_1 b_1 c_1 c_3) + a_2 b_1 c_1 - c_3 g - a_1 b_1 c_1 c_3 + b_1 c_1 c_2 c_3 - 1} \end{cases} \quad (5.9)$$

A continuación se va a estudiar qué coeficientes y con qué valores han de añadirse al sistema para que se produzca un incremento de la STF a la frecuencia de 100KHz de aproximadamente 12dB, permitiendo que se cumpla la especificación necesaria para ultrasonidos partiendo de una SNR de 40.1dB obtenida del SDM de referencia mediante simulación. Se va a obviar la adición del coeficiente b_4 , estudiando únicamente b_2 y b_3 , ya que dicho coeficiente es el que produce más fácilmente que los ceros de la STF se encuentren fuera del círculo unidad, lo cual no es interesante para la aplicación de esta técnica.

Como se ha comentado anteriormente, se va a realizar un barrido de valores de los coeficientes b_2 y b_3 , para analizar cómo influyen en la STF, en este caso con valores en el rango $[-5, 50]$ y $[-5, 40]$, respectivamente. Con dichos valores de los coeficientes se van a obtener los valores dos ceros de la STF (denominados s1 y s2) para cada una de las

combinaciones posibles. La Figura 5.16 y la Figura 5.17 muestran la magnitud y la fase de los ceros s_1 y s_2 para las distintas combinaciones de coeficientes, respectivamente.

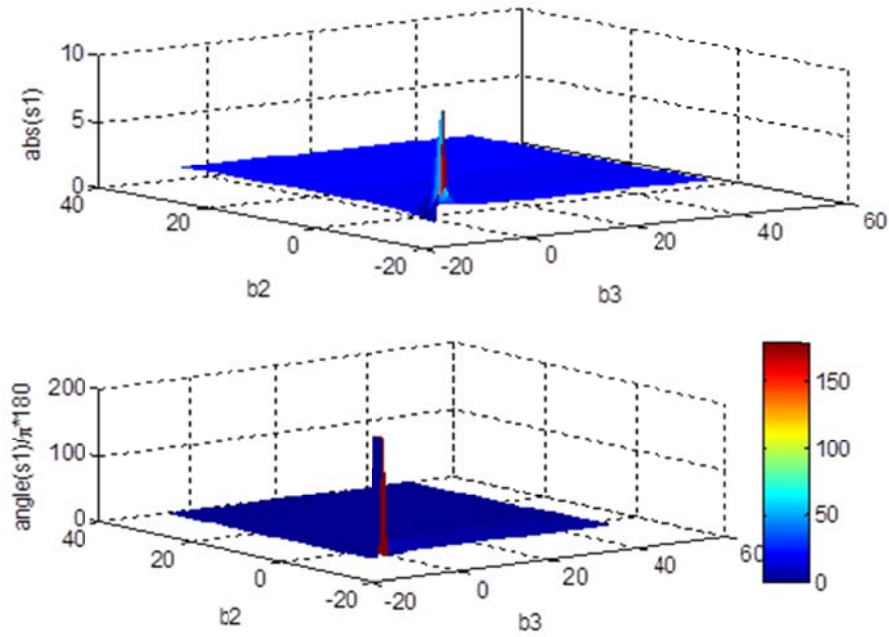


Figura 5.16 Magnitud y fase del cero s_1 de la STF

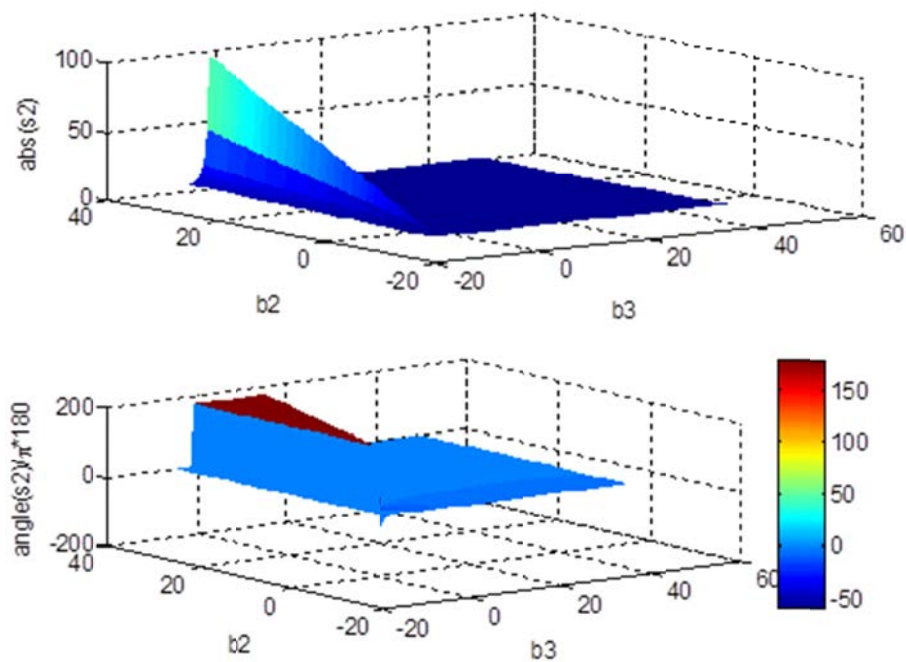


Figura 5.17 Magnitud y fase del cero s_2 de la STF

Muchos de los ceros representados se encuentran fuera del círculo unidad, lo cual no es interesante, por lo que se va a realizar un filtrado de los coeficientes para obtener

únicamente las combinaciones que dan lugar a ceros dentro del círculo unidad. Las diferentes combinaciones obtenidas se muestran en la Figura 5.18, tanto para s_1 como para s_2 .

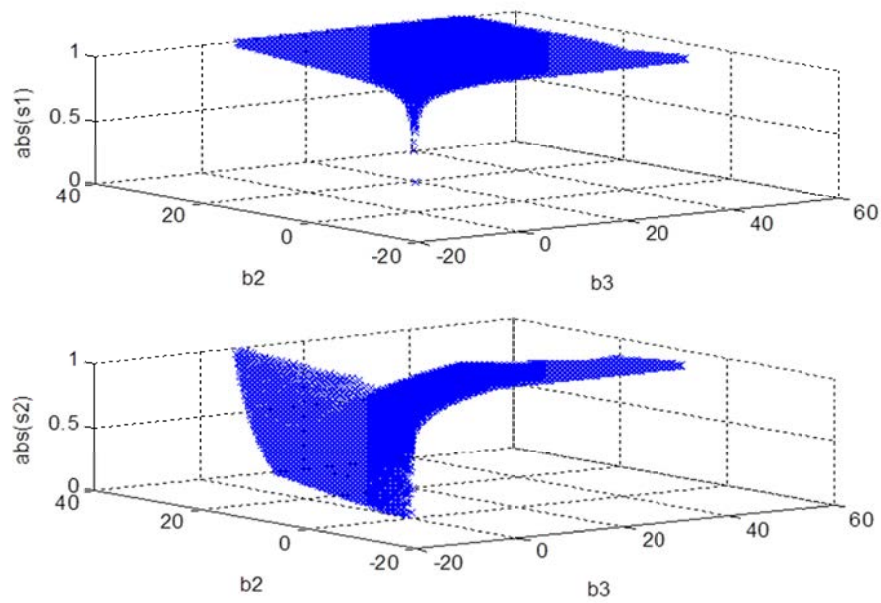


Figura 5.18 Magnitud de s_1 y s_2 de la STF pertenecientes al círculo unidad

Una vez obtenidas todas las posibles combinaciones b_2 - b_3 cuyos ceros se encuentran dentro del círculo unidad, se van a filtrar aquellas que consiguen un incremento de la STF en la frecuencia más desfavorable, es decir, 100KHz, de aproximadamente 12dB. La Figura 5.19 muestra dichas combinaciones.

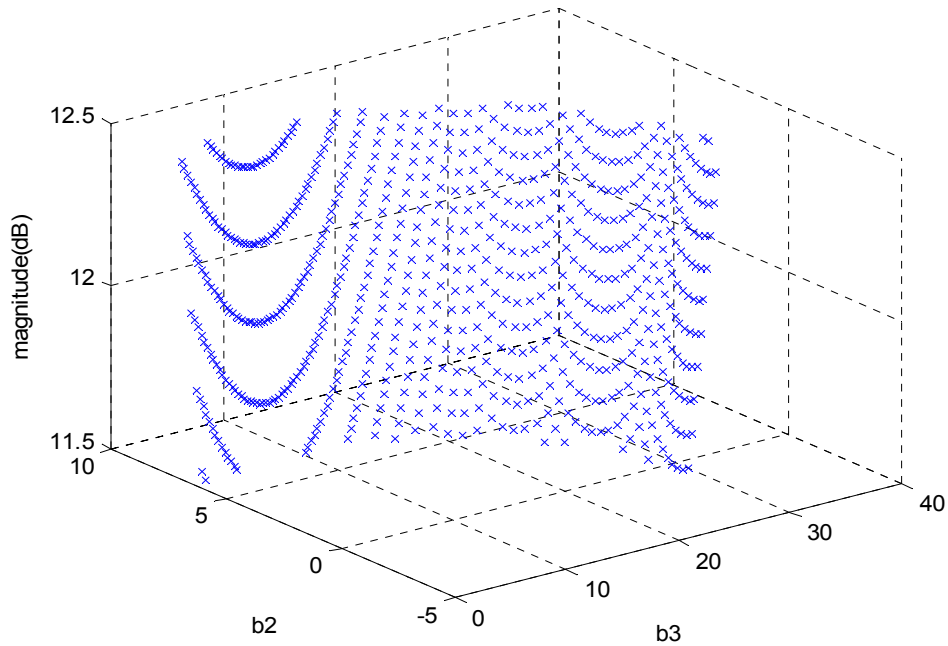


Figura 5.19 Combinaciones b_2 - b_3 que producen un aumento de la STF de aproximadamente 12dB a 100KHz

Representado dichos resultados en una gráfica de dos dimensiones se obtiene la Figura 5.20, donde se puede ver más claramente que valores de los coeficientes logran el incremento deseado.

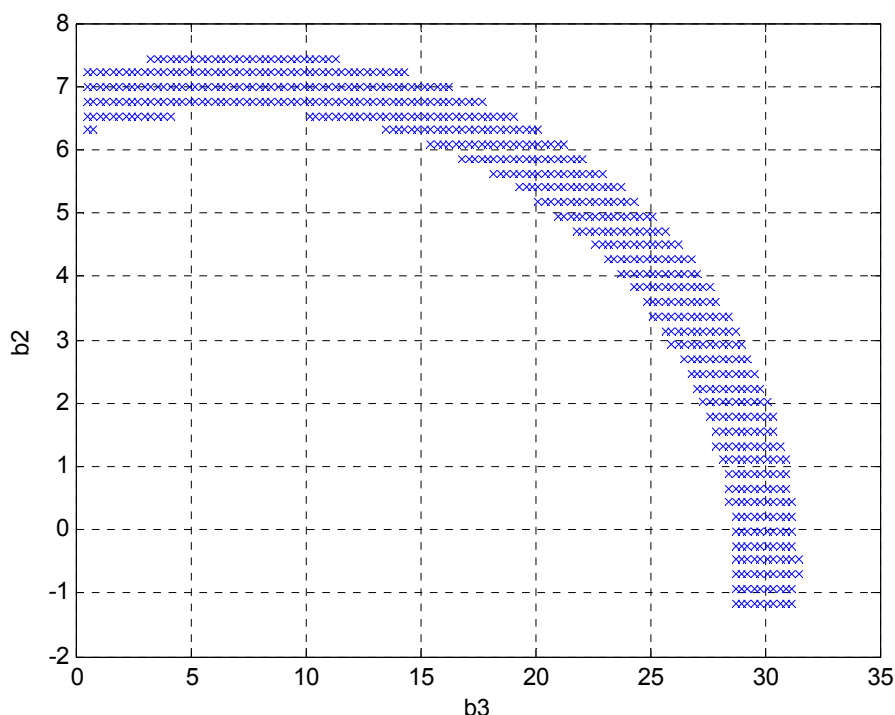


Figura 5.20 Combinaciones b_2 - b_3 en 2-D

Como se puede observar en la Figura 5.20, todas las combinaciones de coeficientes que producen el incremento deseado presentan unos valores de coeficiente b_2 muy elevados, como mínimo 6.4. Esto significa que el ratio entre condensadores del primer integrador, C_1/C_2 , ha de ser bastante alto y lejano al valor unidad teniendo en cuenta (5.1). Esto implica que para que los condensadores sean del mismo orden de magnitud que en el SDM de referencia, que es otro de los objetivos, haya que disminuir mucho el valor del condensador de muestreo C_1 , lo que produciría un aumento considerable del ruido térmico. Debido a esto, la implementación de estos condensadores en un circuito no es factible, por lo que esta técnica no puede conseguir por sí sola un aumento tan elevado de la SNR.

Para ello se va a combinar esta técnica con otra de manera que se pueda obtener un diseño factible, en cuanto a condensadores se refiere, que cumpla las especificaciones. Por lo tanto, además de aplicar la técnica propuesta se va a realizar un cambio de fondo de escala. El SDM que se ha utilizado de referencia está diseñado para un nivel acústico máximo de $128\text{dB}_{\text{SPL}}$, sin embargo, muchos de los diseños implementados únicamente alcanzan los $120\text{dB}_{\text{SPL}}$, [11] y [38], por lo que el nuevo fondo de escala va a ser $120\text{dB}_{\text{SPL}}$. De esta manera, se gana una aplicación más para el mismo integrado del micrófono MEMS pero se permite relajar un poco las necesidades del sistema, no siendo necesario un incremento tan grande utilizando la técnica propuesta como se detallará más adelante.

5.3.2 Modificación del fondo de escala del SDM de referencia

La modificación del fondo de escala del SDM de referencia se realiza modificando los coeficientes de dicho modulador como se explica a continuación. Se ha de tener en cuenta que un nivel de tensión del MEMS de 17.7mV corresponde al nivel típico de referencia de 94dB_{SPL}, por lo que, teniendo en cuenta esto junto con el nuevo fondo de escala de 120dB_{SPL} el nuevo valor del coeficiente c_1 se muestra en (5.10).

$$c_1 = 17.7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{(120-94)/20} = 0.3532 \quad (5.10)$$

Teniendo que la relación entre el antiguo valor de c_1 y su nuevo valor es de 2.52, pueden escalarse el resto de los coeficientes de manera que se mantenga la NTF. Estos valores de los coeficientes son confidenciales y no pueden ser publicados, pero la Tabla 5.1 muestra cómo se modifican cada uno de los coeficientes en función del factor de 2.25. Este SDM pasará ahora a denominarse SDM de referencia.

Tabla 5.1 Coeficientes del SDM de referencia para el nuevo fondo de escala

SDM de 128dB _{SPL}	SDM de referencia (120dB _{SPL})
a1	a1
a2	a2*2.52
b1	b1
c1	c1/2.52
c2	c2
c3	c3*2.52
g	g/2.52

Al realizar esta variación, se ha modificado la STF del SDM de manera que su ganancia se ha visto multiplicada por el factor 2.52, obteniéndose la mostrada en (5.11). Esta modificación de la STF junto con la aplicación de la técnica propuesta en esta tesis harán que el SDM pueda ser empleado tanto para las señales de audio como para las señales de ultrasonidos.

$$STF_{ref}(z) = \frac{3.22(z^2 - 1.5z + 0.6)}{(z - 0.5745) \cdot (z^2 - 1.28z + 0.554)} \quad (5.11)$$

Por lo tanto, la respuesta en frecuencia de la nueva STF de referencia se muestra en la Figura 5.21, junto con la de la NTF que ha permanecido constante. Además, la Figura 5.22 muestra el diagrama de polos y ceros de esta nueva STF para el SDM de referencia.

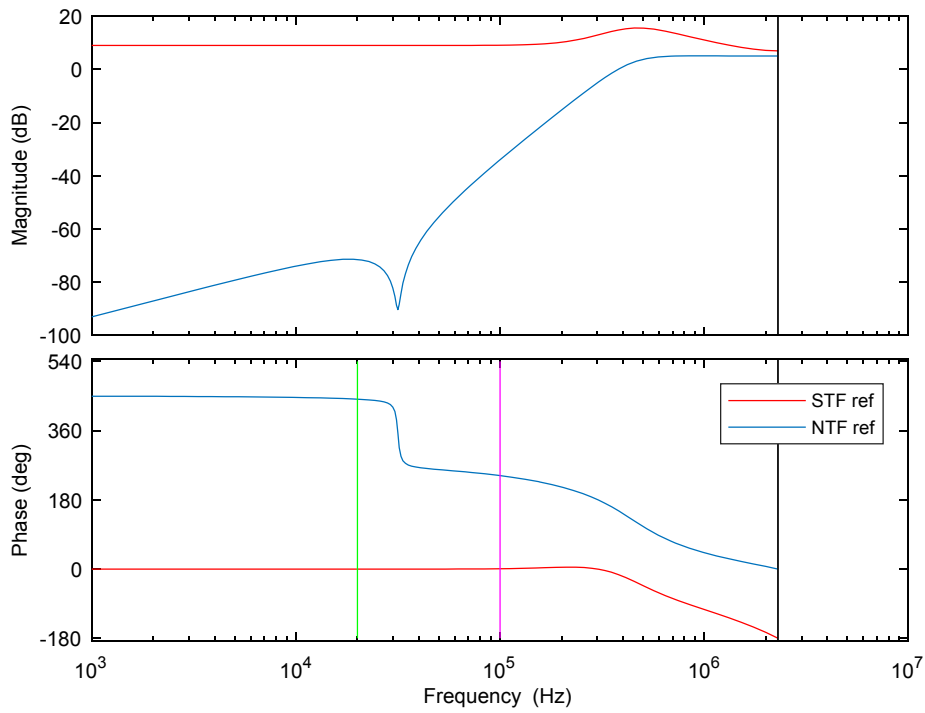


Figura 5.21 Respuesta en frecuencia del SDM de referencia con 120dB_{SPL} de fondo de escala

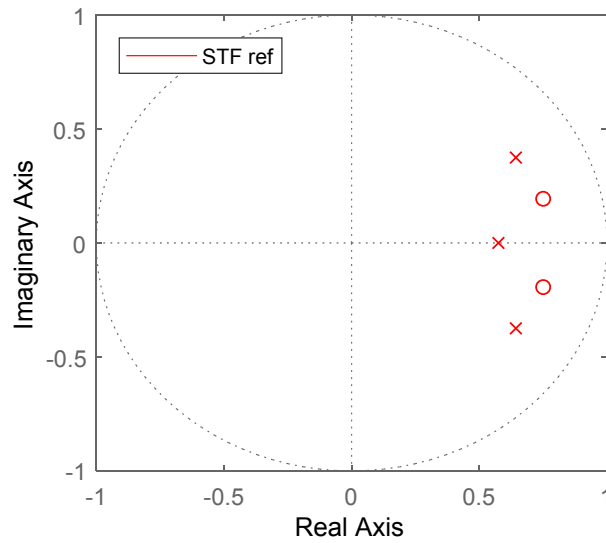


Figura 5.22 Diagrama de polos y ceros de la nueva STF de referencia con 120dB_{SPL} de fondo de escala

Tras realizar la modificación correspondiente de los coeficientes, se van a realizar una serie de simulaciones para comprobar que el SDM que se toma como nueva referencia sigue cumpliendo las especificaciones para las señales de audio, es decir, 82dB de SNR a 94dB_{SPL}. En este caso, la amplitud del tono de entrada referida al nuevo fondo de escala de 120dB_{SPL} es de -26dB_{fs}. Simulando el SDM para un tono de entrada de dicha amplitud a una frecuencia al final del BW_{mic} se obtiene el espectro de salida de la Figura 5.23, y un valor de SNR de 94dB. Este valor está bastante por encima del valor requerido, pero esto es debido al cambio

en el fondo de escala que aumenta la ganancia de la STF en las frecuencias de audio de forma no intencionada.

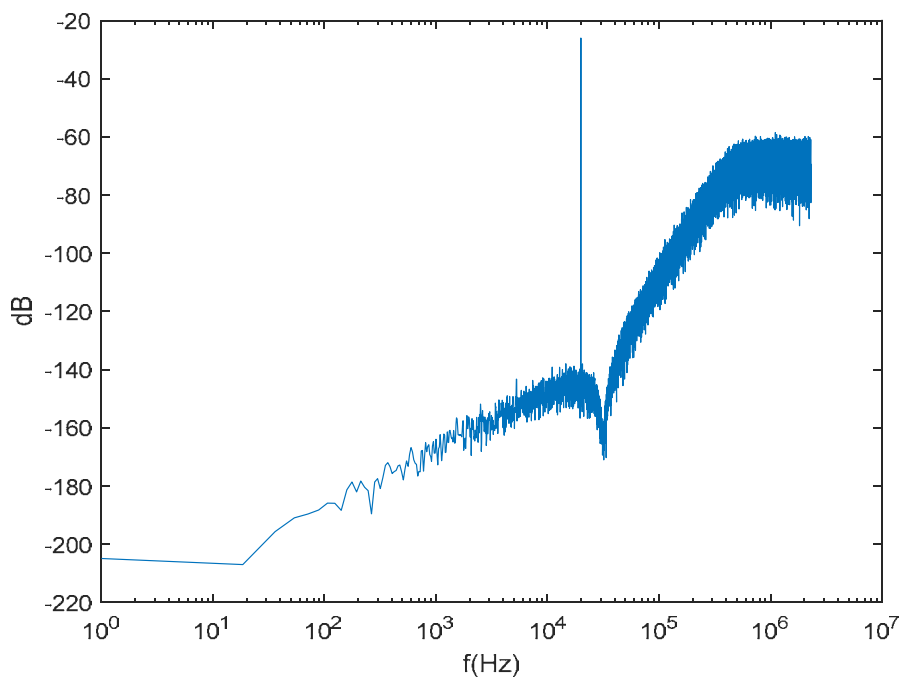


Figura 5.23 Espectro de salida del SDM de referencia para 120dB_{SPL}

Además, se realiza una simulación de DR mostrada en la Figura 5.24, en la que se observa que la MSA prácticamente no ha variado con respecto al SDM de 128dB_{SPL}, teniendo un valor de -2dB.

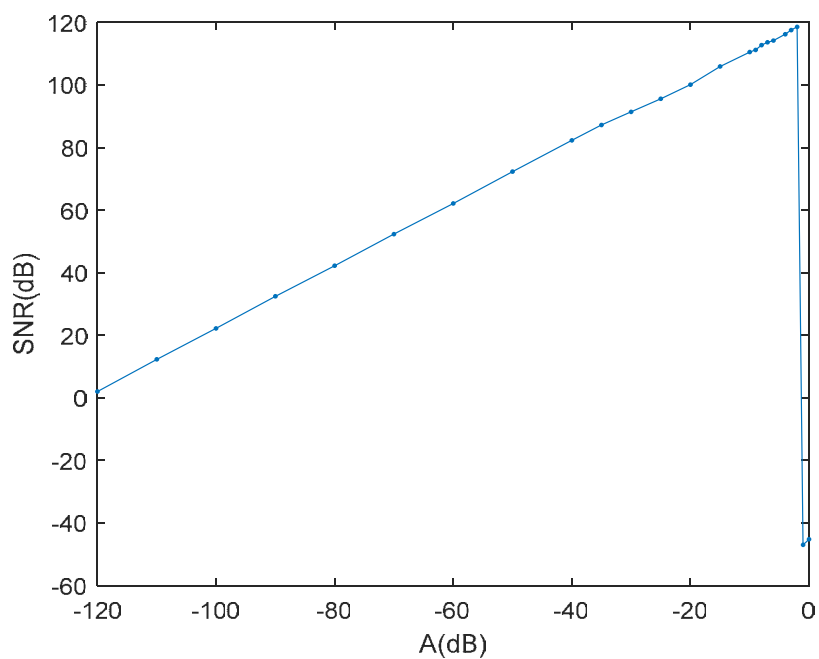


Figura 5.24 DR del SDM de referencia para 120dB_{SPL}

Una vez obtenido el SDM de referencia para los 120dB_{SPL} se van a realizar las simulaciones para comprobar su funcionamiento en la banda de ultrasonidos. En este caso, para 120dB_{SPL}, la amplitud del tono de referencia para ultrasonidos de 80dB_{SPL} se corresponderá con un tono a -40dB_{fs}.

Simulando para un tono de entrada de -40dB al final de la banda de ultrasonidos, es decir, cercano a 100kHz, se obtiene el espectro de salida para el nuevo SDM de referencia de la Figura 5.25, con valor de SNR es de 47.1dB. Este valor es mayor que el que se obtenía con el fondo de escala de 128dB_{SPL}, pero aun así no cumple la especificación para la banda de ultrasonidos, por lo que se aplicará a este nuevo SDM de referencia la técnica de ecualización propuesta en esta tesis. En este caso se necesita un aumento de 5dB a una frecuencia de 100KHz para cumplir con la especificación requerida.

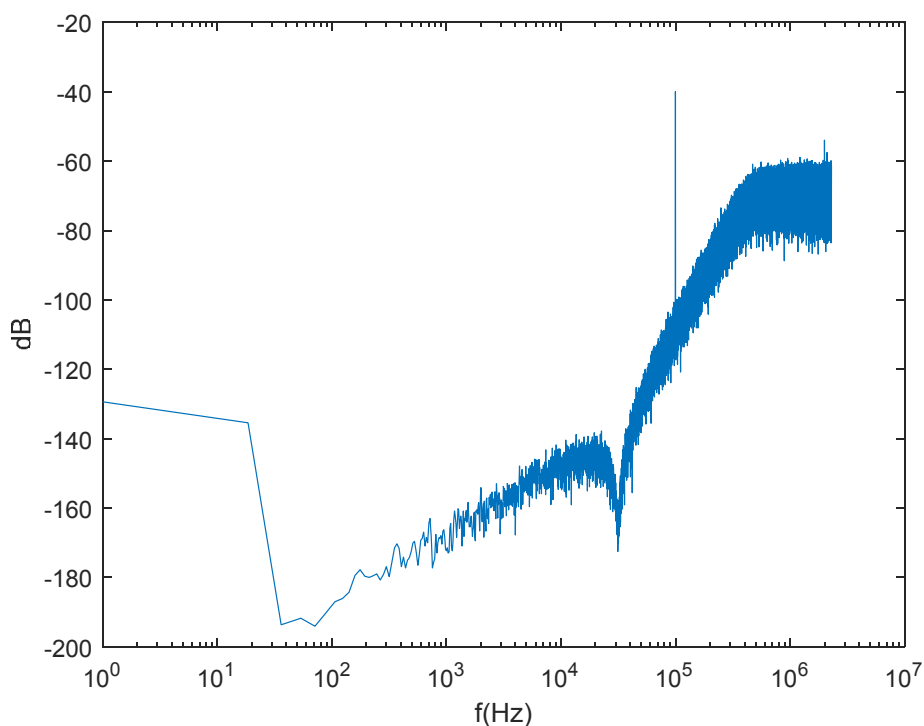


Figura 5.25 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos

Además de esta simulación del caso más desfavorable, se representa en la Figura 5.26 el DR obtenido para diferentes amplitudes de entrada a una frecuencia cercana al final de la banda de ultrasonidos, del que se puede obtener una MSA de -2dB. Tras ello se muestra en la Figura 5.27 el espectro de salida para un tono de entrada en la mitad de la frecuencia máxima, es decir, un tono a 50kHz. Para ese tono de entrada se obtiene una SNR de valor 70.3dB, demostrando así que el caso más desfavorable se produce cuando el tono se encuentra a frecuencias al final de la banda extendida.

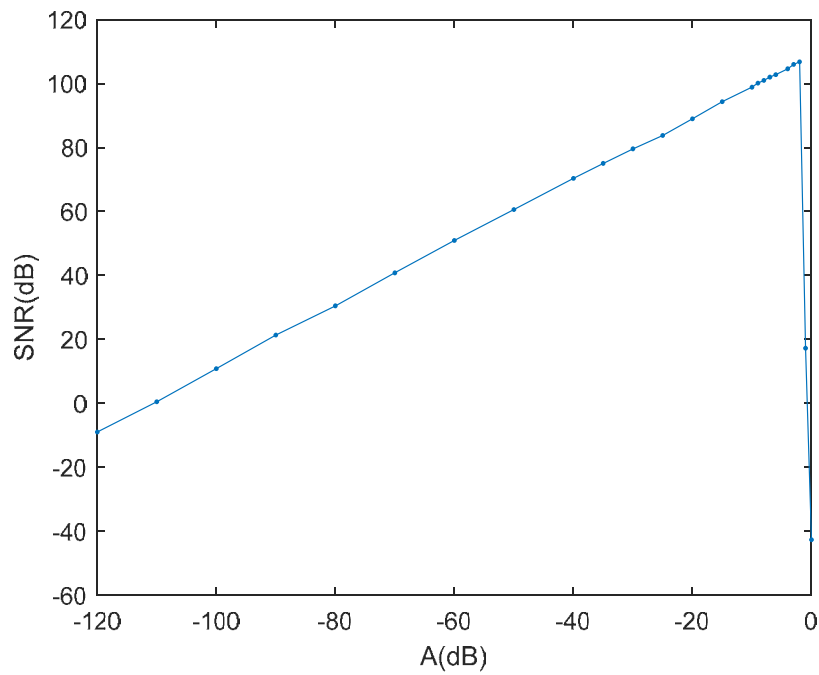


Figura 5.26 DR del SDM de referencia para un tono al final de la banda de ultrasonidos

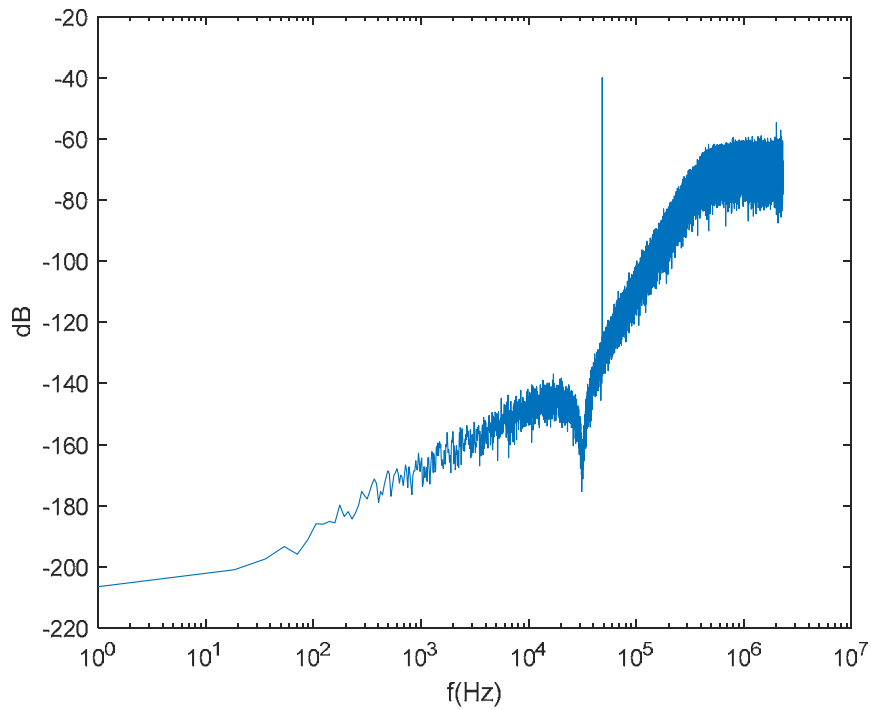


Figura 5.27 Espectro de salida del SDM de referencia para un tono en la mitad de la banda de ultrasonidos

Una vez obtenido y simulado el nuevo SDM de referencia tanto para las señales en la banda de audio como en la banda de ultrasonidos, se procede a aplicar la técnica de ecualización propuesta en esta tesis a este nuevo SDM. Por lo tanto, se van a añadir una

serie de coeficientes *feedforward* con el objetivo de modificar la STF_{ref} a las frecuencias de ultrasonidos, como se había realizado con el SDM de 128dB_{SPL}.

Debido a que, en el caso de este SDM de referencia, tan sólo es necesario aumentar en 5dB la SNR a 100KHz, y considerando lo estudiado en el capítulo 4, tan sólo se va a añadir el coeficiente b_2 . Esto aporta simplicidad al circuito, ya que añade el mínimo número de componentes adicionales, siendo suficiente para obtener la mejora de SNR requerida para la banda de ultrasonidos. Tras añadir los coeficientes *feedforward*, los coeficientes para el SDM modificado para ultrasonidos se muestran en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2 Coeficientes del SDM modificado para ultrasonidos

coeficientes	SDM modificado para ultrasonidos
$a1$	1
$a2$	2.016
$b1$	1.6
$b2$	1.4
$b3$	0
$b4$	0
$c1$	0.3532
$c2$	0.2
$c3$	1.008
g	0.0018

Sustituyendo los coeficientes de la Tabla 5.2 en (5.9) se obtienen la STF y la NTF de forma numérica en función de sus polos y sus ceros (5.10). Como se puede observar, la adición del nuevo coeficiente b_2 no ha añadido un cero nuevo, si no que ha modificado los ceros ya existentes en la STF_{ref} . La adición de un nuevo cero, si fuera necesaria, habría que realizarla añadiendo el coeficiente b_4 , como quedó demostrado en el capítulo 3.

$$\begin{cases} STF_{ultra}(z) = \frac{3.2256(z-0.8773)(z-0.1852)}{(z-0.5745) \cdot (z^2-1.286z+0.554)} \\ NTF_{ultra}(z) = \frac{(z-1) \cdot (z^2-2z+1.002)}{(z-0.5745) \cdot (z^2-1.286z+0.554)} \end{cases} \quad (5.10)$$

La Figura 5.28 muestra la respuesta en frecuencia tanto de la STF_{ultra} como de la NTF_{ultra} , donde se puede apreciar como el pico de la STF se ha desplazado a frecuencias menores. Este pico podría desplazarse a frecuencias aún menores mejorando el funcionamiento del SDM en la banda de ultrasonidos, pero para ello habría que aumentar más el valor del coeficiente b_2 , lo que produciría una reducción aún mayor de la MSA, que ya disminuye como se verá más adelante. Por otro lado, la Figura 5.29 muestra el diagrama de polos y ceros de la nueva STF_{ultra} , donde se aprecia cómo éstos se han modificado, convirtiéndose en dos ceros reales.

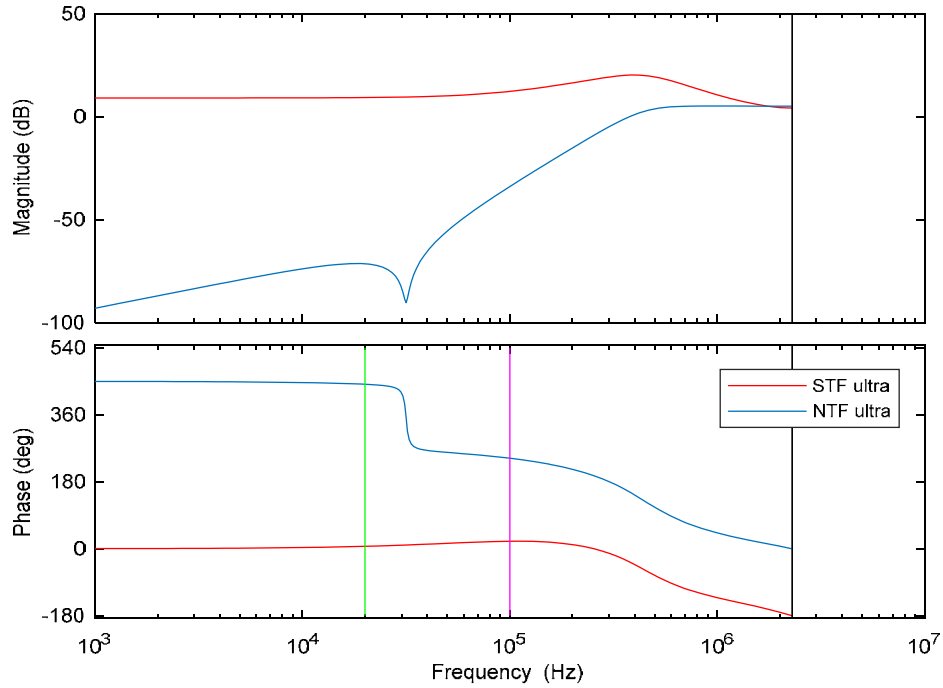


Figura 5.28 Respuesta en frecuencia del SDM modificado para ultrasonidos

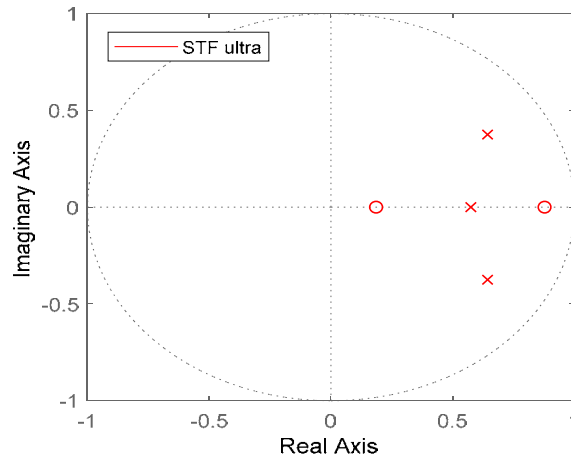


Figura 5.29 Diagrama de polos y ceros del SDM modificado para ultrasonidos

Una vez obtenido el SDM modificado para su aplicación en ultrasonidos se van a realizar una serie de simulaciones temporales para comprobar su funcionamiento y ver si cumple con las especificaciones tanto de audio como de ultrasonidos. Estas especificaciones eran: para audio $SNR@94dB_{SPL}=82dB$ y para ultrasonidos $SNR@80dB_{SPL}>50dB$.

Primero se van a realizar las simulaciones para la banda de ultrasonidos y después se procederá a comprobar que sigue siendo compatible con las señales de la banda de audio. Las simulaciones de ultrasonidos se van a realizar par un tono de entrada de $-40dB_{fs}$ (correspondiente a los $80dB_{SPL}$) y frecuencia al final y en la mitad de la banda de ultrasonidos. La Figura 5.30 y la Figura 5.31 muestran dichas simulaciones para las dos frecuencias de entrada diferentes. Las SNRs obtenidas para dichos tonos de entrada son

71.4dB y 51.4dB respectivamente, que como se puede comprobar ambas cumplen con la especificación establecida. Como se ha avanzado anteriormente, el caso más desfavorable es cuando la frecuencia de entrada está al final de la banda ya que la presencia de ruido es mayor debido al conformado del SDM. Es por esto por lo que la SNR es mucho menor en el caso de la frecuencia al final de la banda de ultrasonidos que en el caso de la frecuencia a la mitad de dicha banda.

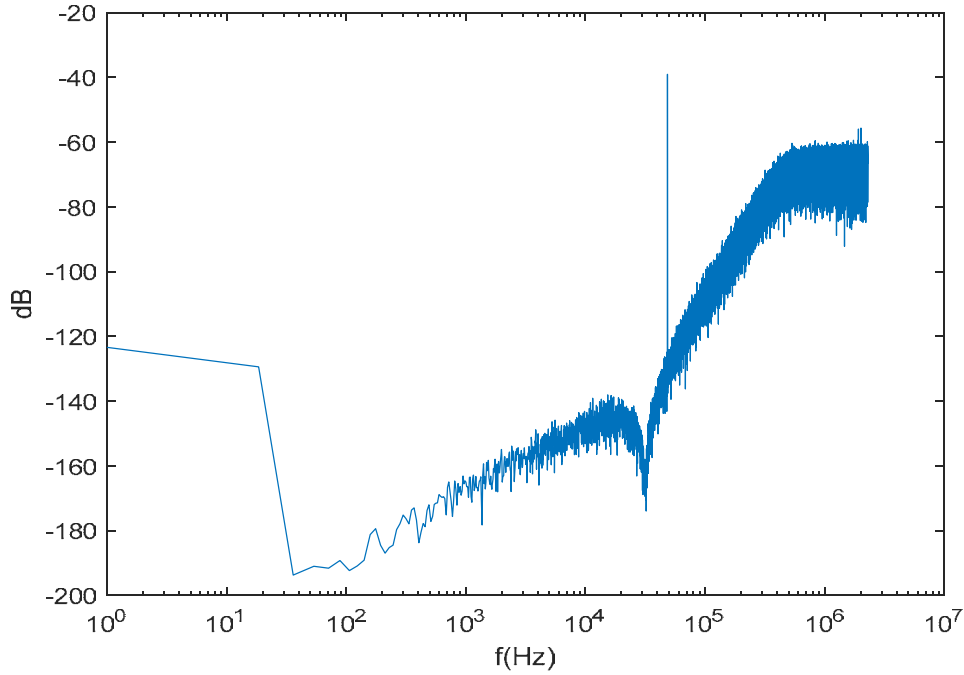


Figura 5.30 Espectro de salida del SDM_{ultra} para un tono de -40dB_{fs}@50kHz

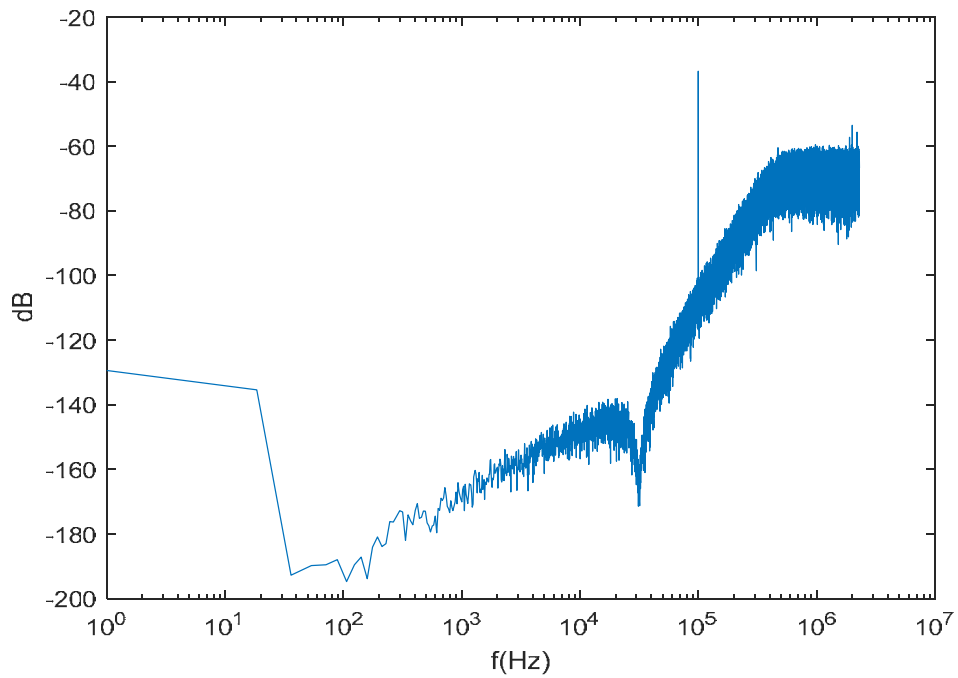


Figura 5.31 Espectro de salida del SDM_{ultra} para un tono de -40dB_{fs}@100kHz

Una vez obtenidas las SNRs correspondientes se obtienen los DR para esas mismas frecuencias de entrada, representados en la Figura 5.32 y la Figura 5.33, respectivamente. Se observa que en ambos casos la MSA disminuye hasta los -9dB.

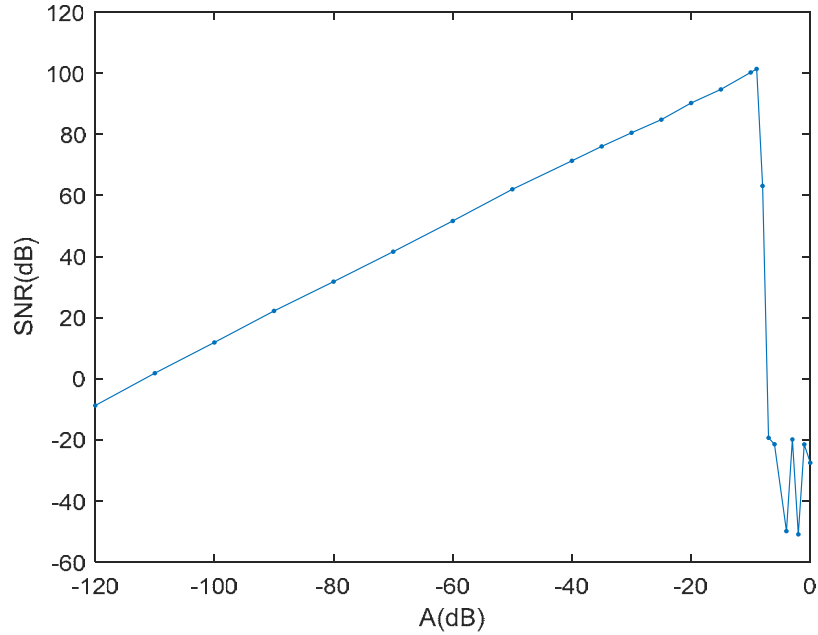


Figura 5.32 DR del SDM_{ultra} para un tono a 50kHz

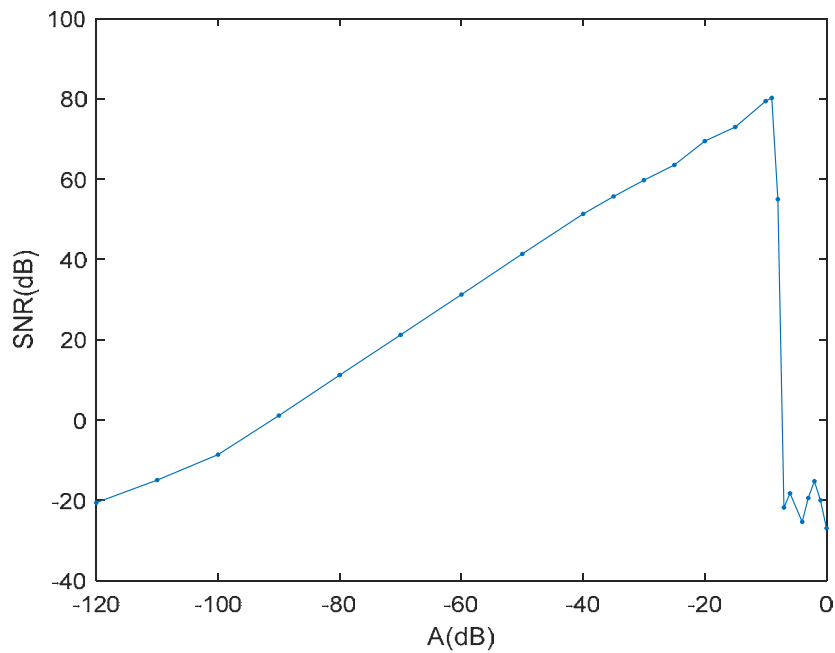


Figura 5.33 DR del SDM_{ultra} para un tono a 100kHz

Tras comprobar que se cumplen las especificaciones para las señales de ultrasonidos, se va a comprobar la compatibilidad de este SDM con las señales de audio. Para ello primero se van a realizar simulaciones temporales para un tono de entrada de -26dB_{fs} a una frecuencia

a la mitad de la banda de audio (10kHz) y otra frecuencia al final de dicha banda (20kHz). La Figura 5.34 y la Figura 5.35 muestran, respectivamente, los espectros de salida obtenidos.

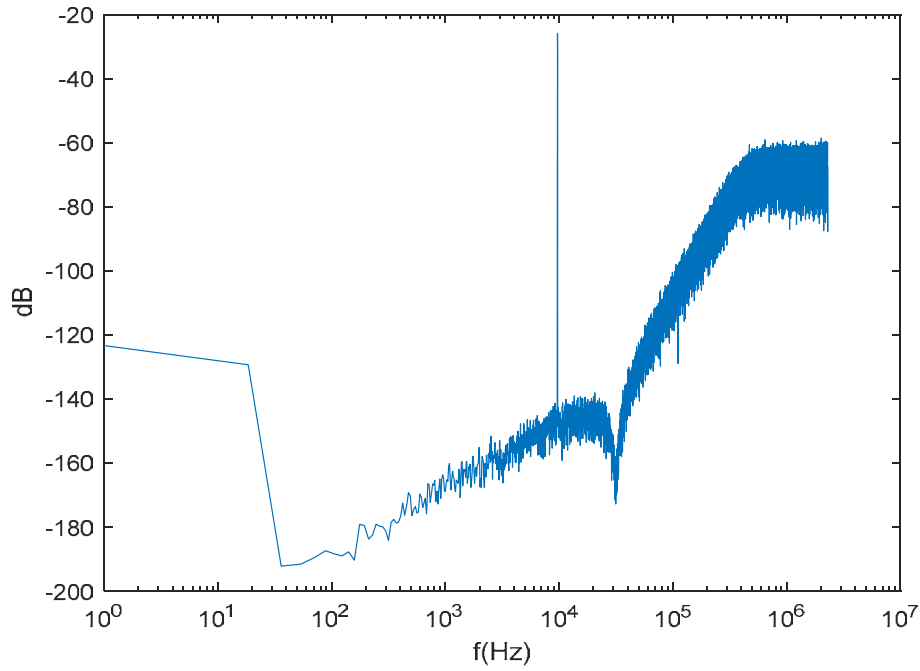


Figura 5.34 Espectro de salida para un tono de -26dB_{fs}@10kHz

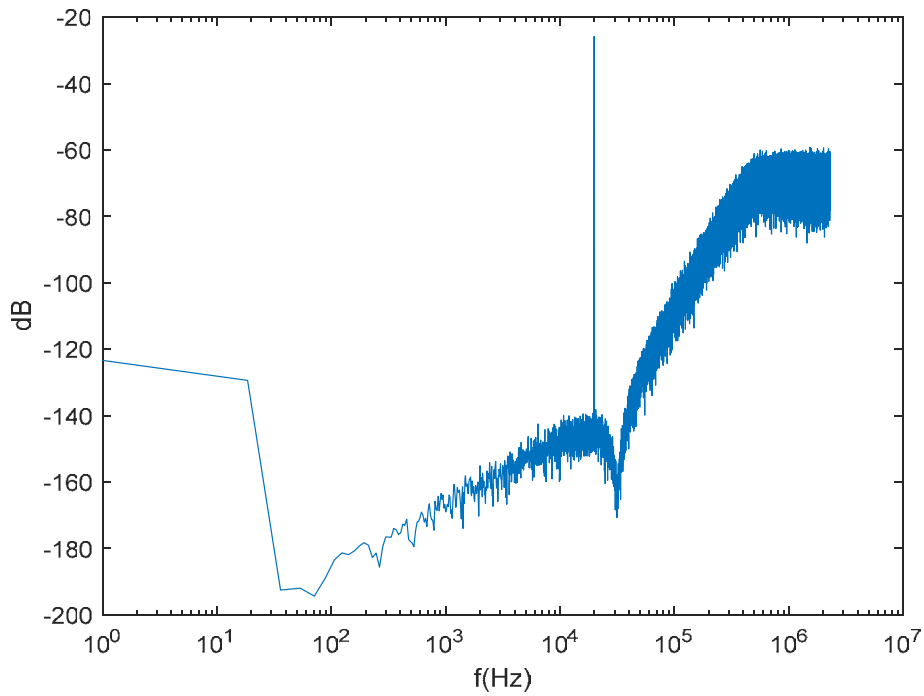


Figura 5.35 Espectro de salida para un tono de -26dB_{fs}@20kHz

La SNR que se obtienen en ambos es de 94.8dB, muy superior a la requerida para los ultrasonidos. Esto es debido al cambio de fondo de escala que se realizó de 128dB_{SPL} a 120dB_{SPL}.

Realizando unas simulaciones de DR se obtienen las gráficas de la Figura 5.36 y la Figura 5.37 para las mismas frecuencias de entrada. En dichas simulaciones se puede apreciar que la MSA también ha disminuido para las señales de audio, llegando a un valor de -9dB. En muchos casos esto podría suponer un problema, pero debido a que el tono típico de referencia en ultrasonidos es de -40dBfs y en audio es de -26dBfs, esta disminución de la MSA es tolerable para esta aplicación concreta, ya que nunca se va a emplear el fondo de escala completo.

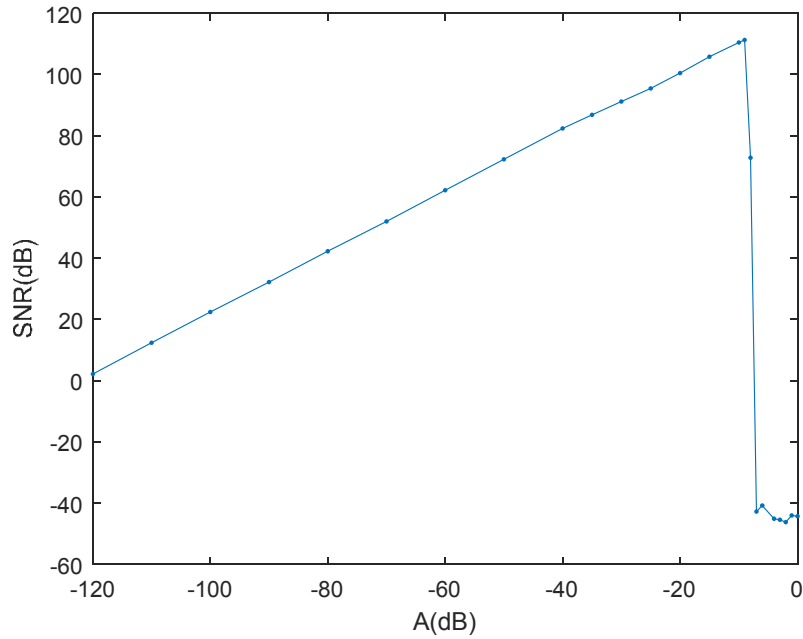


Figura 5.36 DR del SDM para un tono a 10kHz

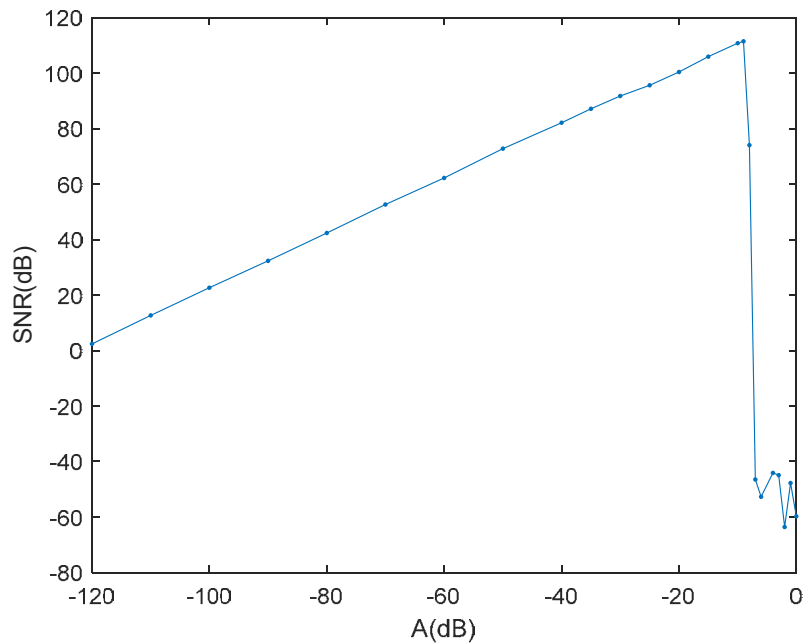


Figura 5.37 DR del SDM para un tono a 20kHz

Una vez obtenido el funcionamiento a nivel de sistema del SDM modificado para ultrasonidos se van a calcular los valores de los nuevos condensadores. Hay que tener en cuenta que se ha añadido el coeficiente b_2 , por lo que el circuito del filtro del bucle ahora se ha modificado, siendo el representado en la Figura 5.38. Se ha de tener en cuenta, como se ha dicho anteriormente, que lo denominado entrada del SDM en la Figura 5.38 está referido a una tensión de 2.7V, por lo que en realidad el valor del coeficiente b_2 que se utilizará para calcular el valor de los condensadores del segundo integrador habrá que dividirlo por el factor $2.7/1.8=1.5$.

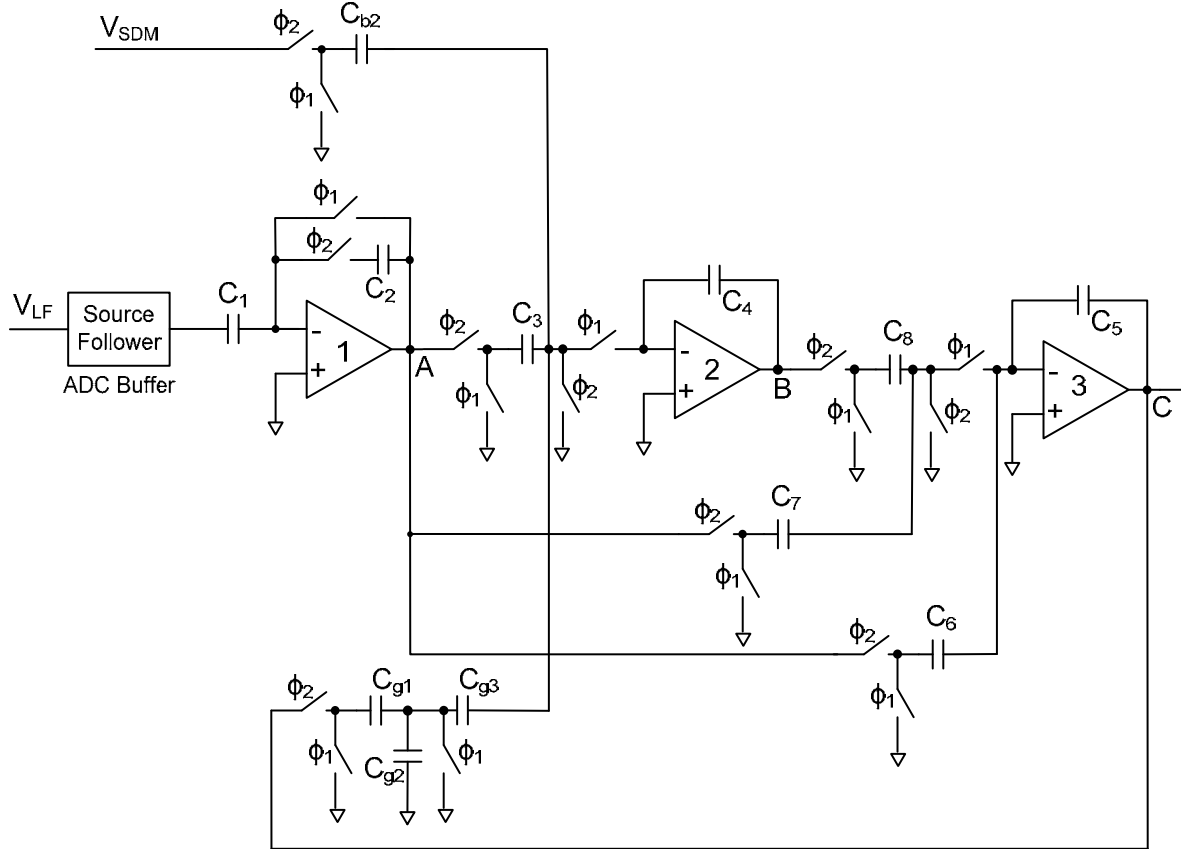


Figura 5.38 Circuito del filtro del bucle añadiendo b_2

De manera equivalente a lo realizado para el sistema de 128dB_{SPL} se van a obtener los valores de los condensadores para este SDM_{ultra} a partir de sus coeficientes. Al igual que se hizo entonces se va a dividir el circuito en tres partes correspondientes a cada uno de los integradores. Para obtener los valores de los condensadores del primer integrador, se puede emplear la Figura 5.5, ya que no se han añadido nuevos componentes. De esta manera los condensadores obtenidos se muestran en (5.11).

$$b'_1 = \frac{b_1}{2 \cdot 0.8} = \frac{c_1}{c_2} = \frac{1.6}{0.8 \cdot 2} = 1 \quad \begin{cases} C_1 = 2 \cdot 6pF \\ C_2 = 2 \cdot 6pF \end{cases} \quad (5.11)$$

Operando de la misma manera se pueden obtener los valores de los condensadores del segundo integrador. En este caso, se ha de tener en cuenta que el coeficiente b_2 colapsa en

este segundo integrador, por lo que la Figura 5.39 presenta su nuevo circuito con su nuevo condensador. Los valores de los condensadores correspondientes al segundo integrador se calculan en (5.12).

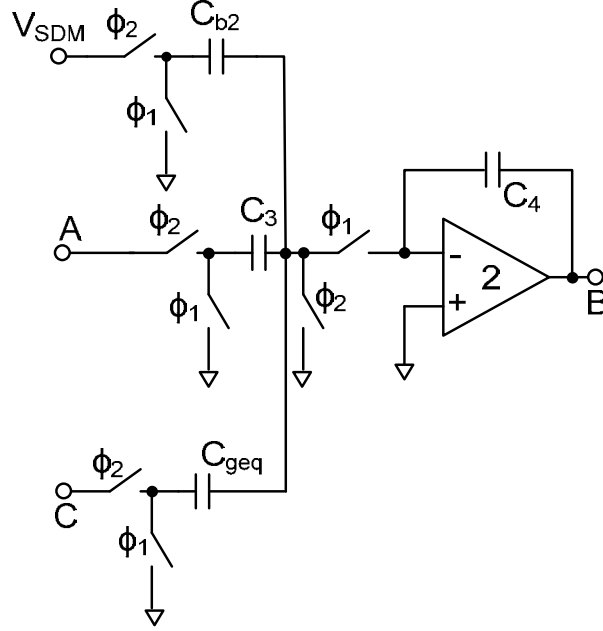


Figura 5.39 Segundo integrador del SDM modificado para ultrasonidos

$$\begin{aligned} c_2 = \frac{C_3}{C_4} = 0.2 = \frac{1}{5} \\ g = \frac{C_{geq}}{C_4} = 0.00185 \\ b_2 = \frac{1}{1.5} \cdot \frac{C_{b2}}{C_4} \approx 1 \end{aligned} \quad \begin{cases} C_3 = 500fF \\ C_4 = 5 \cdot 500fF \\ C_{geq} = 4.5fF = \frac{9}{2}fF \\ C_{b2} = 5 \cdot 500fF \end{cases} \quad (5.12)$$

Utilizando la Figura 5.7 donde se representan los condensadores del tercer integrador, se pueden obtener sus valores, calculado en (5.13).

$$\begin{aligned} c_3 = \frac{C_8}{C_5} = 1.008 \\ a_1 \cdot c_3 = \frac{C_7}{C_5} = 1.008 \\ a_2 = \frac{C_6}{C_5} = 2.0016 \end{aligned} \quad \begin{cases} C_5 = 200fF \\ C_6 = 200fF \\ C_7 = 200fF \\ C_8 = 2 \cdot 200fF \end{cases} \quad (5.13)$$

Una vez obtenidos los valores de todos los condensadores, se ha de comentar que todos ellos permanecen en el mismo orden de magnitud e incluso muchos de ellos se mantienen con respecto al circuito del SDM de referencia de 128dB_{SPL}, por lo que no será necesario realizar una gran modificación al circuito. De esta manera, se puede asegurar que los condensadores sean realizables y viables, facilitando la implementación de este SDM modificado para ultrasonidos. Además, debido a que la tensión de alimentación del circuito es limitada, lo ideal es que, a medida que se pasa de la parte inicial a la parte final del circuito, los condensadores vayan tomando valores ligeramente menores, como ocurre claramente en este caso práctico.

Junto con esto, se ha de prestar especial atención al condensador C_1 , ya que al tomar el mismo valor que en el SDM de referencia se asegura un valor adecuado del ruido térmico para este circuito. Además, la forma más precisa de realizar los condensadores para un mismo integrador es realizarlos de manera que todos sean múltiplos enteros de una misma capacidad, evitando así el *mismatch* o desajuste entre dichos condensadores.

Por otro lado, cabe destacar el valor tan bajo obtenido por el condensador C_{geq} , debido al pequeño valor del coeficiente g . Este valor del condensador es inviable ya que es demasiado pequeño hasta para emplear una estructura en T. Por este motivo, y debido a que el $\text{SDM}_{\text{ultra}}$ presenta mucho margen en el valor de la SNR para señales de audio, se ha decidido modificar el valor de g , es decir, desplazar el valor de la resonancia de la NTF a frecuencias mayores. Esto implica un aumento del ruido a bajas frecuencias, pero una disminución a frecuencias mayores, lo que va a permitir que la especificación de los ultrasonidos se cumpla más ampliamente, mientras que la de audio se siga cumpliendo; además de aumentar el valor del condensador C_{geq} de manera que sea viable.

5.3.3 Modificación de la resonancia de la NTF

Aunque la idea inicial a la hora de incluir la aplicación de captar ultrasonidos por el micrófono MEMS era no modificar la NTF, se ha visto necesario variar ligeramente la resonancia a través del coeficiente g . De esta manera la resonancia se verá desplazada a frecuencias mayores, alrededor de los 60kHz. Para ello el coeficiente g se va a multiplicar por un factor de 3.5, obteniéndose un nuevo $g=0.0065$. Teniendo en cuenta el valor del condensador C_4 , el nuevo valor de C_{geq} obtenido será $C_{\text{geq}} = 16.25fF = \frac{65}{4}fF$. Como se puede apreciar, este valor es un poco superior al que presentaba el SDM de referencia y éste sí será viable.

Una vez vista la modificación a realizar, hay que ver cómo afecta esto al comportamiento del SDM. Primero se van a obtener la nueva STF y la nueva NTF (5.14).

$$\begin{cases} STF_{\text{ultra}}(z) = \frac{3.2256(z-0.8773)(z-0.1852)}{(z-0.588) \cdot (z^2-1.273z+0.5493)} \\ NTF_{\text{ultra}}(z) = \frac{(z-1) \cdot (z^2-2z+1.007)}{(z-0.588) \cdot (z^2-1.273z+0.5493)} \end{cases} \quad (5.14)$$

Como se puede apreciar, la variación ha sido muy pequeña, por lo que no afectará demasiado al funcionamiento del SDM salvo por el desplazamiento de la resonancia. Debido al margen que presenta el SDM respecto a la especificación para señales de audio, esto no será un inconveniente ya que la especificación se seguirá cumpliendo como se demostrará a continuación. Para ello se va a realizar una simulación temporal para el tono de entrada de audio a una frecuencia al final de la banda de audio. La Figura 5.40 muestra el espectro de salida para dicha señal de entrada. Para ese tono se ha obtenido una SNR de 82.5dB, que, como se había avanzado, cumple con la especificación de los 82dB en la banda de audio.

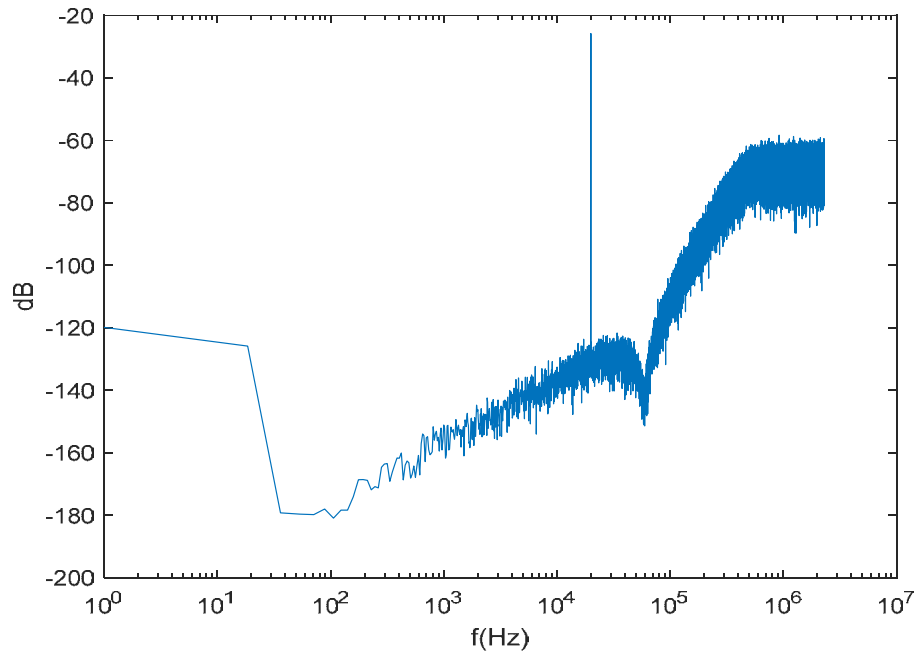


Figura 5.40 Espectro de salida para señales de audio tras modificar g

Ahora se va a ver qué ocurre en el caso más desfavorable para las señales en la banda de ultrasonidos, es decir, para un tono al final de dicha banda. La Figura 5.41 muestra su espectro de salida. Además, la SNR obtenida en este caso es de 54dB, ligeramente superior a la obtenida antes de modificar el coeficiente g , por lo que la especificación para ultrasonidos se cumple de manera más amplia.

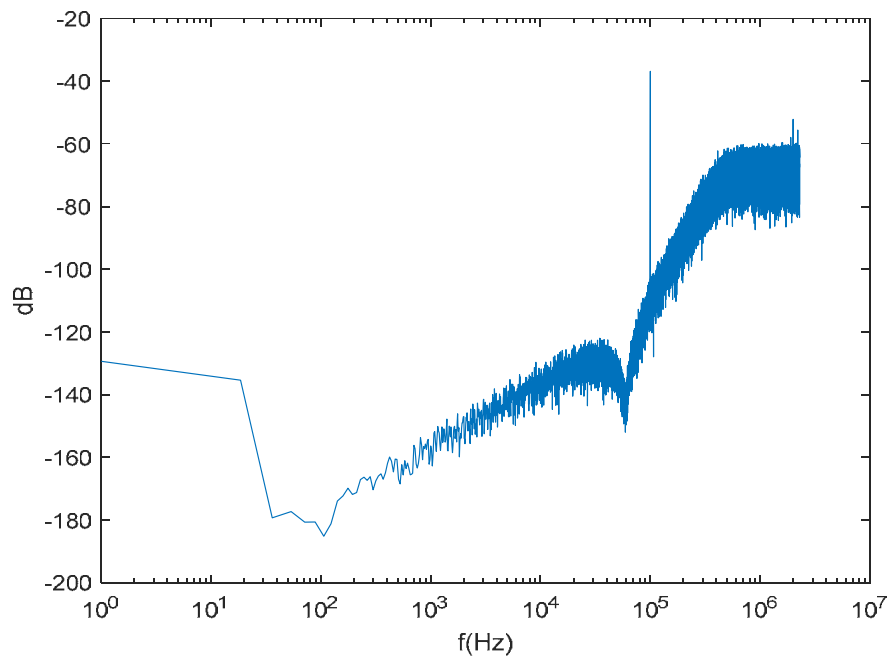


Figura 5.41 Espectro de salida para señales de ultrasonidos tras modificar g

También ha de comprobarse que ocurre en ambas bandas con la MSA el realizar esta nueva modificación. Para ello se realizan dos simulaciones de DR, una para señales de audio y otra para señales de ultrasonidos. La Figura 5.42 y Figura 5.43 muestran respectivamente los DR del SDM, donde la MSA sigue teniendo un valor de -9dB.

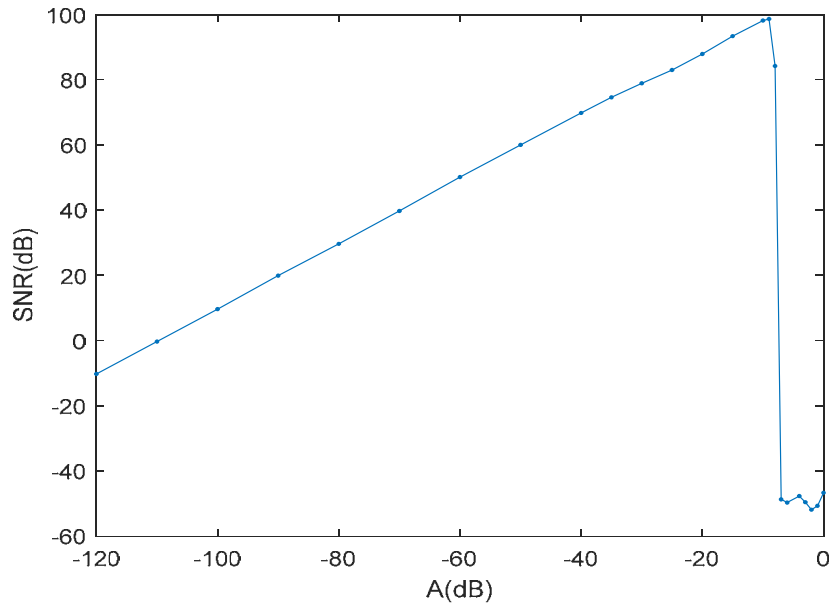


Figura 5.42 DR del SDM para señales de audio tras modificar g

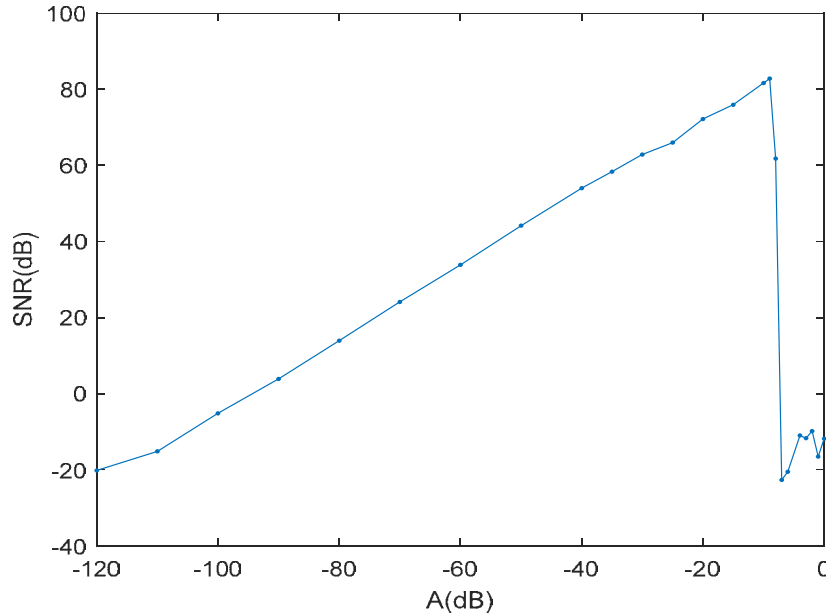


Figura 5.43 DR del SDM para señales de ultrasonidos tras modificar g

Por último, se van a realizar dos simulaciones temporales más en las que se van a mostrar las variables de estado para los valores de entrada de referencia, es decir, para señales de audio -26dB_{is}@20kHz y para las señales de ultrasonidos -40dB_{is}@100kHz. La Figura 5.44 y la Figura 5.45 muestran la entrada, las tres variables de estado y la salida del SDM,

respectivamente. En ellas se puede observar que los valores de las variables de estado se encuentran dentro del fondo de escala del SDM. Lo mismo ocurre con tonos hasta el valor de MSA para ambos casos.

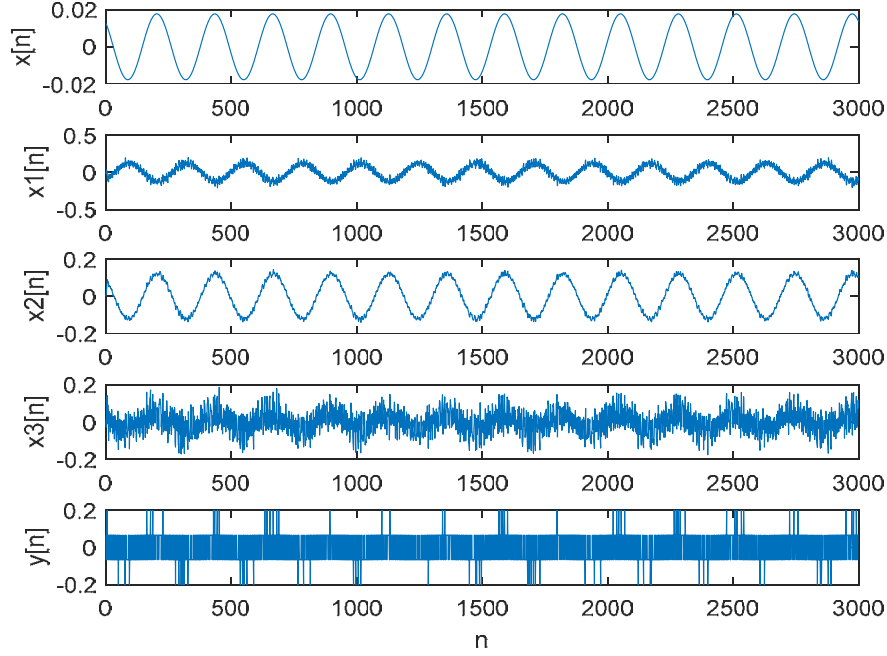


Figura 5.44 Variables de estado para una señal en la banda de audio

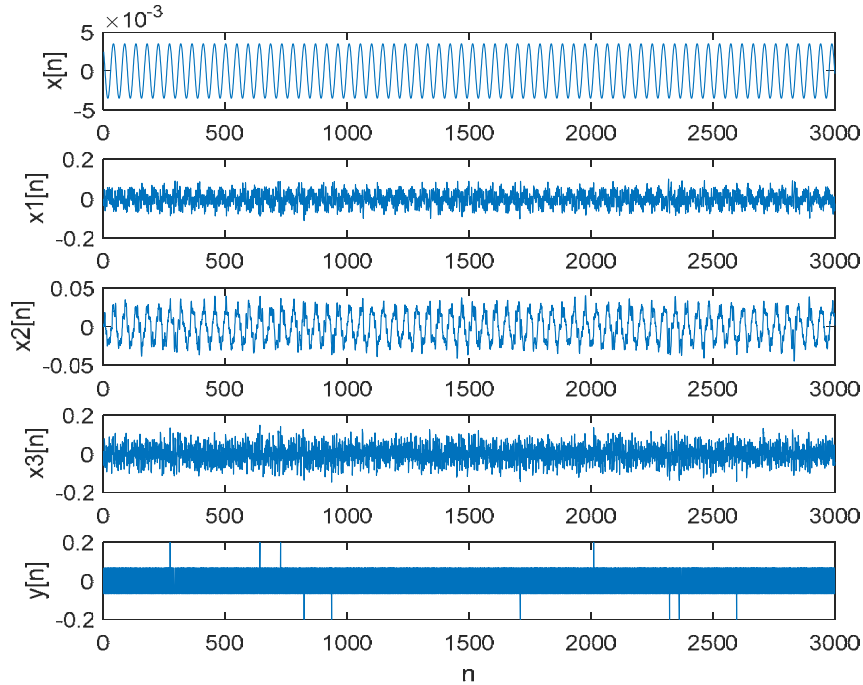


Figura 5.45 Variables de estado para una señal en la banda de ultrasonidos

Tras realizar esta última modificación, se puede concluir que se ha obtenido finalmente el SDM propuesto diseñado para procesar tanto señales de audio como señales de

ultrasonidos captadas por el micrófono MEMS. A continuación, se van a resumir las características y los resultados obtenidos para dicho SDM propuesto.

5.4 SDM propuesto

Este apartado resume el diseño final de SDM propuesto para procesar tanto señales de la banda de audio como señales de la banda de ultrasonidos captadas por el micrófono MEMS con mínima modificación del circuito y mínimo consumo de potencia adicional. Esto es debido a que tan sólo se han añadido un condensador y dos interruptores al circuito del SDM de referencia para obtener la modificación de la STF propuesta para cumplir las especificaciones.

El diseño final del SDM se muestra en la Figura 5.46, donde se muestran en el modelo los valores de los coeficientes obtenidos.

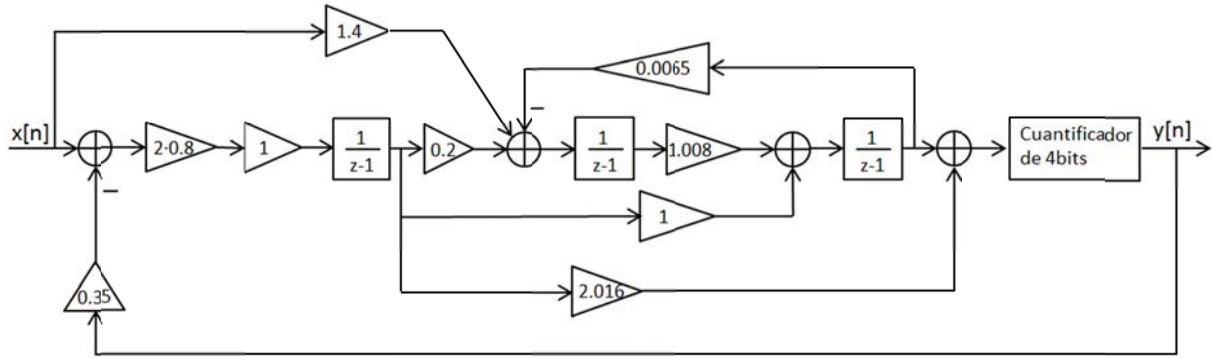


Figura 5.46 SDM propuesto

La STF y la NTF obtenidas para este SDM propuesto se muestran en (5.15).

$$\begin{cases} STF(z) = \frac{3.2256(z-0.8773)(z-0.1852)}{(z-0.588) \cdot (z^2-1.273z+0.5493)} \\ NTF(z) = \frac{(z-1) \cdot (z^2-2z+1.007)}{(z-0.588) \cdot (z^2-1.273z+0.5493)} \end{cases} \quad (5.15)$$

Los condensadores obtenidos para su implementación a nivel de circuito a partir de sus coeficientes se enumeran en (5.16).

$$\begin{aligned} C_1 &= 2 \cdot 6pF \\ C_2 &= 2 \cdot 6pF \\ C_3 &= 500fF \\ C_4 &= 5 \cdot 500fF \\ C_5 &= 200fF \\ C_6 &= 2 \cdot 200fF \\ C_7 &= 200fF \\ C_8 &= 200fF \\ C_{geq} &= 16.25fF \\ C_{b2} &= 7 \cdot 500pF \end{aligned} \quad (5.16)$$

Teniendo en cuenta el diseño resumido previamente, el SDM propuesto cumple las siguientes características:

- ✓ Sobrecarga acústica máxima: $120\text{dB}_{\text{SPL}}$.
- ✓ Tercer orden.
- ✓ Frecuencia de muestreo: 4.6MHz .
- ✓ $\text{OSR}=76$.
- ✓ Cuantificador de 4bits.
- ✓ Banda de frecuencias para las señales de audio: $20\text{Hz}-20\text{kHz}$, con $\text{SNR}@94\text{dB}_{\text{SPL}}=82.5\text{dB}$.
- ✓ Banda de frecuencias para las señales de ultrasonidos: $20\text{kHz}-100\text{kHz}$, con $\text{SNR}@80\text{dB}_{\text{SPL}}=54\text{dB}$ en el caso más desfavorable (en el BW de 5kHz).

Como se puede observar, este SDM propuesto cumple las especificaciones enumeradas en el apartado 5.1, salvo que el valor de sobrecarga acústica máxima ha disminuido. Además, se ha realizado con una adición de componentes mínima y un consumo de potencia adicional mínimo, lo que lo hace una muy buena opción para ser empleado en dispositivos móviles.

5.5 Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha desarrollado un caso práctico de aplicación de la técnica de ecualización propuesta en el capítulo 3 para el cual se ha diseñado un SDM que sea capaz de procesar señales de audio y de ultrasonidos partiendo de un SDM de referencia diseñado para procesar únicamente señales de audio. Para ello se han realizado diferentes modificaciones que permiten cumplir las especificaciones enumeradas al inicio del capítulo. Debido a que encontrar valores de condensadores realizables para una sobrecarga acústica máxima de $128\text{dB}_{\text{SPL}}$ no ha sido posible, este valor se ha disminuido a $120\text{dB}_{\text{SPL}}$. Tras esta transformación se ha realizado la modificación de la STF añadiendo determinados coeficientes *feedforward*, modificándola así en la banda de ultrasonidos. Por simplicidad y por cumplimiento de las especificaciones se ha determinado añadir únicamente el coeficiente b_2 , resultando un SDM con una adición mínima de componentes y un consumo de potencia extra mínimo. Por último, se ha modificado la resonancia de la NTF del modulador, permitiendo que mejore el funcionamiento del SDM en la banda de ultrasonidos.

Tras realizar a nivel de sistema dichas modificaciones y las simulaciones necesarias para comprobar su funcionamiento, se ha mostrado su implementación a nivel de circuito y se han calculado los condensadores necesarios para ello. La adición del coeficiente b_2 implica tan sólo la adición de un nuevo condensador y dos interruptores haciéndolo eficiente en consumo de potencia. De esta manera se ha obtenido, tanto a nivel de sistema como a nivel de circuito, un SDM propuesto que cumple las especificaciones necesarias del apartado 5.1 con mínimo consumo de potencia extra y que ha sido resumido en el apartado 5.4.

Capítulo 6. Conclusiones

En este capítulo se resumen los resultados de esta tesis doctoral, junto con las aportaciones más importantes, así como posibles líneas futuras del trabajo realizado.

La investigación realizada durante esta tesis doctoral consiste principalmente en modificar un SDM, ya implementado e integrado junto con un micrófono MEMS para audio, de manera que pueda ser empleado para procesar señales de ultrasonidos captadas por el micrófono MEMS, manteniendo su compatibilidad con las señales de audio y con un consumo de potencia adicional mínimo. Para ello se ha de realizar la ecualización de la señal de entrada de forma que el comportamiento del SDM se vea modificado en función de cual sea la frecuencia de dicha señal. Si la señal de entrada pertenece a la banda de audio su comportamiento no varía, mientras que si pertenece a la banda de ultrasonidos dicha señal se verá amplificada.

Primero se ha estudiado brevemente qué es un SDM y qué es y cómo funciona un micrófono MEMS. Después de esto se estudiaron diferentes técnicas de ecualización de señal existentes en el estado del arte con diferentes objetivos, pero que podrían ser útiles en la ecualización de las señales que provienen del micrófono MEMS. Entre las técnicas de ecualización estudiadas se encuentra la de colocar un filtro paso bajo junto con el SDM con el fin de atenuar las interferencias en un receptor de radio. El enfoque convencional de esta técnica consiste en colocar el filtro delante del SDM. Debido a los inconvenientes que presenta esta técnica, como alternativa el estado del arte propone combinar el SDM con dicho filtro, embebiendo el filtro en el lazo del SDM o bien embebiendo el SDM en el bucle de realimentación global del filtro, dando lugar a los denominados “*filtering ADCs*”.

Otra de las técnicas presentes en el estado del arte consiste en ecualizar la señal de entrada proveniente de un micrófono digital mediante un filtro ecualizador de señal. Este filtro consiste en aplicar una ganancia dependiente de la frecuencia en la banda de las frecuencias de ultrasonidos; mientras que no presenta ganancia en la banda de las frecuencias de audio. De esta manera, se consigue una amplificación de señal en la banda en la que el ruido es más elevado, mejorando así la SNR del SDM en dicha banda.

La tercera y última técnica estudiada del estado del arte consiste en ecualizar la señal para evitar la saturación del cuantificador mediante la modificación de la STF del SDM. En muchos casos, cuando el SDM se diseña teniendo únicamente en cuenta la NTF, se produce un pico en la STF fuera del BW de interés que puede producir la sobrecarga del cuantificador. Esto puede evitarse modificando dicho pico de la STF para reducirlo o incluso eliminarlo. Para realizar esta modificación de la STF se introducen una serie de coeficientes *feedforward* que permiten variar los ceros de dicha STF y con ello el pico producido.

Una vez vistas las técnicas existentes en el estado del arte, esta tesis propone una técnica de ecualización para la aplicación en la que los ultrasonidos son captados por el

micrófono MEMS, y por lo tanto se necesita que el SDM sea capaz de procesar dichas señales. Tras estudiar las ventajas e inconvenientes de las técnicas anteriores, y debido a que el micrófono MEMS se emplea fundamentalmente en dispositivos portátiles, interesa utilizar una técnica de ecualización cuyo consumo de potencia adicional sea mínimo, además de que el hardware añadido también sea lo menor posible. Cumpliendo estos requisitos, el trabajo de investigación de esta tesis propone realizar la ecualización de señal modificando la STF del SDM a través de la modificación de sus coeficientes, lo que implica un consumo adicional de potencia y área mínimos. Esta modificación de los coeficientes permite añadir o modificar los ceros de la STF de manera que varíe su forma, ofreciendo la ecualización de señal deseada a las frecuencias deseadas. Debido a que esta técnica modifica el comportamiento de la señal, se han realizado una serie de estudios teóricos sobre el comportamiento del SDM. Entre estos estudios se encuentran el impacto en la estabilidad del lazo, el impacto en la linealidad del ADC y el impacto en el consumo de potencia, ayudando a predecir el comportamiento del SDM y así estudiar su viabilidad para la aplicación propuesta.

Debido a que la elección de los coeficientes *feedforward* que se han de añadir al SDM para modificar la STF no es trivial, esta tesis doctoral propone una herramienta que ayuda en el diseño de dichos coeficientes, desarrollada en el capítulo 4. Esta herramienta parte de unos parámetros iniciales y a través de una serie de cálculos teóricos y simulaciones ayuda al usuario a decidir cual podrían ser los valores de los coeficientes que realizarían la ecualización de la señal necesaria para cumplir las especificaciones. Una vez explicado el funcionamiento de la herramienta diseñada, se realiza un ejemplo ilustrativo de su funcionamiento para un SDM de tercer orden. Para este ejemplo se obtienen los coeficientes que realizan una cierta amplificación de la señal en determinadas frecuencias, y mediante cálculos teóricos y simulaciones se obtienen los valores de SNR para un tono de entrada, SNR máxima y MSA para el nuevo diseño del SDM modificado.

Por último, para finalizar con el contenido de esta tesis y demostrar el funcionamiento de la técnica de ecualización propuesta para una aplicación real, se ha desarrollado un caso práctico basado en un SDM ya implementado en una aplicación de audio. Este SDM se modifica mediante la técnica propuesta de manera que sea capaz de procesar señales en la banda de ultrasonidos cumpliendo una serie de requisitos. Para ello se ha estudiado el SDM de referencia que se desea modificar. Después se han realizado una serie de modificaciones para que cumpla con los requisitos establecidos para esta aplicación. Se ha modificado el fondo de escala, se han añadido coeficientes *feedforward* para mejorar su funcionamiento en la banda de ultrasonidos y, por último, se ha modificado el coeficiente de resonancia del SDM para que sea del todo viable. Una vez obtenidos todos los parámetros a nivel de sistema y realizadas todas las simulaciones necesarias para comprobar su funcionamiento y el cumplimiento de las especificaciones, se han calculado los condensadores necesarios a nivel de circuito, de cara a averiguar cuáles hay que modificar o añadir y cuáles no respecto al SDM de referencia. La idea fundamental consiste en hacer las menores variaciones posibles en el circuito del SDM de referencia, de manera que el consumo adicional de hardware y de potencia sea el mínimo posible y que la implementación sea realizable. Para ello, finalmente

muchos de los condensadores conservan su valor respecto al circuito del SDM de referencia y los demás se mantienen en el mismo orden de magnitud.

Como conclusiones finales de la técnica desarrollada en tesis se pueden destacar las siguientes:

- ✓ Dicha técnica mejora la SNR obtenida a la salida de un SDM aunque dependiendo de la aplicación concreta puede no ser suficiente para alcanzar las especificaciones y además disminuye la MSA del SDM.
- ✓ Combinada con otras técnicas, como por ejemplo la presencia de un filtro ecualizador o la modificación del fondo de escala, esta técnica proporciona una manera sencilla y eficaz en consumo de potencia y área de extender la banda de frecuencias de funcionamiento de un sensor, como es el caso de un micrófono MEMS como el de esta tesis.

6.1 Aportaciones

A continuación se van a resumir las diferentes aportaciones realizadas en esta tesis doctoral:

- Propuesta de una técnica de ecualización de señal para audio y ultrasonidos con un mínimo consumo de potencia y área adicional con respecto a un SDM previamente diseñado, descrita en el capítulo 3. Entre las aportaciones realizadas para esta técnica se resumen las siguientes:
 - Estudio teórico sobre el impacto de la técnica propuesta en la STF y como la variación de los coeficientes *feedforward* afecta a los ceros de la STF.
 - Estudio teórico del impacto de la técnica propuesta en la estabilidad del lazo y cómo afecta a las ganancias del cuantificador, produciendo o no inestabilidad en el sistema.
 - Estudio teórico del impacto de la técnica propuesta en la linealidad del ADC, estudiando mediante las ecuaciones de estado las variables de estado del SDM y cómo estas han de ser escaladas. Además se estudia el comportamiento de la MSA al variar los valores de los coeficientes añadidos.
 - Estudio teórico del impacto de la técnica propuesta sobre el consumo de potencia añadido al circuito de referencia.
- Herramienta de ayuda al diseño de los coeficientes *feedforward* añadidos al SDM, descrita en el capítulo 4. Además de los valores de SNR, la herramienta también predice de forma teórica los valores de MSA que se obtendrán al variar los coeficientes del SDM.

- Aplicación de la técnica propuesta a un caso práctico real con el diseño completo del SDM a nivel de sistema y el diseño de los condensadores necesarios a nivel de circuito, descrito en el capítulo 5.

6.2 Trabajos futuros

Tras la realización de esta tesis doctoral se proponen una serie de trabajos futuros relacionados con el trabajo desarrollado en esta tesis que podrían realizarse y que se enumeran a continuación:

- Realizar simulaciones a nivel de circuito de manera que pueda evaluarse el consumo de potencia real que implica la técnica de ecualización propuesta.
- Ampliar la herramienta para diferentes arquitecturas y añadir la posibilidad de emplear órdenes mayores del SDM.
- Añadir los cálculos de diseño a nivel de circuito en la herramienta y así estudiar la viabilidad del circuito en la propia herramienta.

En cuanto al caso de aplicación real desarrollado en el capítulo 5 también se proponen una serie de trabajos futuros:

- Utilizando los condensadores calculados, modificar el diseño a nivel de circuito del SDM de referencia en Cadence® para realizar simulaciones temporales a nivel de circuito del SDM modificado.
- Realizar la implementación en una tecnología actual concreta y fabricar un chip de prueba en el que se pueda comprobar el funcionamiento real de la aplicación de audio y ultrasonidos y comprobar el funcionamiento correcto de la técnica propuesta para un caso real.

Bibliografía

- [1] J. M. de la Rosa, "Sigma-Delta Modulators: Tutorial Overview, Design Guide, and State-of-the-Art Survey," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 1, pp. 1-21, Jan. 2011.
- [2] T. Carusone, D. Johns, and K. Martin, "Analog Integrated Circuit Design, ser. Analog Integrated Circuit Design". Wiley, 2011.
- [3] M. Ortmanns, F. Gerfers. "Continuous-Time Sigma-Delta A/D Conversion. Fundamentals, Performance Limits and Robust Implementations". Springer 2006.
- [4] R. Schreier and G. C. Temes, *Understanding delta-sigma data converters*. New York, NY: Wiley, 2005.
- [5] L. Dorrer, F. Kuttner, P. Greco and S. Derksen, "A 3mW 74dB SNR 2MHz CT $\Delta\Sigma$ ADC with a tracking-ADC-quantizer in 0.13 μm CMOS," *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005.*, San Francisco, CA, 2005, pp. 492-612 Vol. 1.
- [6] Jinseok Koh, Yunyoung Choi and G. Gomez, "A 66dB DR 1.2V 1.2mW single-amplifier double-sampling 2nd-order $\Delta\Sigma$ ADC for WCDMA in 90nm CMOS," *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005.*, San Francisco, CA, 2005, pp. 170-591 Vol. 1.
- [7] Gil-cho Ahn *et al.*, "A 0.6V 82dB $\Delta\Sigma$ audio ADC using switched-RC integrators," *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005.*, San Francisco, CA, 2005, pp. 166-591 Vol. 1.
- [8] P. Morrow *et al.*, "A 0.18 μm 102dB-SNR mixed CT SC audio-band $\Delta\Sigma$ ADC," *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005.*, San Francisco, CA, 2005, pp. 178-592 Vol. 1.
- [9] P. Malcovati, *et al.*, "Interface Circuits for MEMS Microphones", Springer, *Nyquist AD Converters, Sensor Interfaces, and Robustness*, pp. 149-174, Oct. 2011.
- [10] Jerad Lewis; "Analog and Digital MEMS Microphone Design Considerations. Technical Article MS-2472"; Analog Devices, Inc., 2013.
- [11] J. van den Boom, "A 50 μW biasing feedback loop with 6ms settling time for a MEMS microphone with digital output", *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp. 200-201, Feb. 2012.
- [12] E. Bach *et al.*, "A 1.8V true-differential 140dB SPL full-scale standard CMOS MEMS digital microphone exhibiting 67dB SNR," *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, San Francisco, CA, 2017, pp. 166-167.
- [13] E. Bach, R. Gaggli, L. Sant, C. Buffa, D. Straeussnigg, A. Wiesbauer; "A High AOP 67 dB SNR Standard CMOS MEMS Digital Microphone", *Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, 32nd IEEE Conference on , Barcelona 22-22 Nov. 2017.

- [14] J. A. E. P. Van Engelen, R. J. Van De Plassche, E. Stikvoort and A. G. Venes, "A sixth-order continuous-time bandpass sigma-delta modulator for digital radio IF," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 12, pp. 1753-1764, Dec 1999.
- [15] K. Philips *et al.*, "A continuous-time $\Sigma\Delta$ ADC with increased immunity to interferers," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2170-2178, Dec. 2004.
- [16] R. S. Rajan and S. Pavan, "Design Techniques for Continuous-Time $\Delta\Sigma$ Modulators With Embedded Active Filtering," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 10, pp. 2187-2198, Oct. 2014.
- [17] C. Han and N. Maghari, "Continuous time delta-sigma modulator with an embedded passive low pass filter," *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Lisbon, 2015, pp. 317-320.
- [18] M. Andersson, M. Anderson, L. Sundström, S. Mattisson and P. Andreani, "A Filtering $\Delta\Sigma$ ADC for LTE and Beyond," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 7, pp. 1535-1547, July 2014.
- [19] X. Liu *et al.*, "A 65 nm CMOS Wideband Radio Receiver With $\Sigma\Delta$ -Based A/D-Converting Channel-Select Filters," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 7, pp. 1566-1578, July 2016.
- [20] Bogason, Gudmundur; Thomsen, Henrik. "Digital Microphone With Frequency Booster". U.S. Patent Application 14/132,471, 18 Dic. 2013.
- [21] S. Paton, A. Di Giandomenico, L. Hernandez, A. Wiesbauer, T. Potscher and M. Clara, "A 70-mW 300-MHz CMOS continuous-time $\Sigma\Delta$ ADC with 15-MHz bandwidth and 11 bits of resolution," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 7, pp. 1056-1063, July 2004.
- [22] S. Pavan, "Systematic Design Centering of Continuous Time Oversampling Converters," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 3, pp. 158-162, March 2010.
- [23] B. De Vuyst, P. Rombouts, J. De Maeyer and G. Gielen, "The Nyquist Criterion: A Useful Tool for the Robust Design of Continuous-Time $\Sigma\Delta$ Modulators," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 6, pp. 416-420, June 2010.
- [24] C. Zorn, C. Widemann, T. Brückner, M. Ortmanns and W. Mathis, "STF optimization of 1-bit CT $\Sigma\Delta$ modulators based on scaled loop filter coefficients," 2011 20th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD), Linköping, 2011, pp. 266-269.
- [25] J. De Maeyer, J. Raman, P. Rombouts, and L. Weyten, "Stf behavior in a ct sigma-delta modulator," in *Electronics, Circuits and Systems, 2005. ICECS 2005. 12th IEEE International Conference on*, dec. 2005, pp. 1 –4.

- [26] A. C. R. Angus and H. M. Reekie, "STF behaviour in optimised for ELD cascaded CT Delta-Sigma Modulators," 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seoul, 2012, pp. 57-60.
- [27] M. Keller, A. Buhmann, M. Ortmanns, and Y. Manoli, "Systematic approach to the synthesis of continuous-time cascaded sigma-delta modulators," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 60, no. 1-2, pp. 155–164, 2009.
- [28] J. Silva, U. Moon, J. Steensgaard and G. C. Temes, "Wideband low-distortion delta-sigma ADC topology," in *Electronics Letters*, vol. 37, no. 12, pp. 737-738, 7 Jun 2001.
- [29] R. Schreier, "The delta-sigma toolbox for Matlab", version 2016.1 <https://es.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/19-delta-sigma-toolbox>
- [30] L. Conesa-Peraleja, S. Paton, D. Straeussnigg and A. Wiesbauer, "Signal boosting to extend the bandwidth of oversampled converters," *2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Monte Carlo, 2016, pp. 600-603.
- [31] K. Ogata. "Discrete-Time Control Systems", Prentice Hall, New Jersey, 1995
- [32] S. Ardalan and J. Paulos, "An analysis of nonlinear behavior in delta - sigma modulators," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 34, no. 6, pp. 593-603, Jun 1987.
- [33] P. Malcovati, S. Brigati, F. Francesconi, F. Maloberti, P. Cusinato and A. Baschiroto, "Behavioral modeling of switched-capacitor sigma-delta modulators," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 352-364, Mar 2003.
- [34] Richard Gaggl, "Delta-Sigma A/D-Converters: Practical Design for Communication Systems", Springer 2013.
- [35] F. Medeiro, B. Perez-Verdu, A. Rodriguez-Vazquez and J. L. Huertas, "Modeling opamp-induced harmonic distortion for switched-capacitor Sigma-Delta modulator design," *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS '94*, London, 1994, pp. 445-448 vol.5.
- [36] S. Ka, T. H. Kim, J. Y. Ha, S. H. Lim, S. C. Shin, J. W. Choi, C. Kwak, S. Choi, "Near-ultrasound Communication for TV's 2nd Screen Services", *Proceedings of MobiCom*, 2016.
- [37] Schreier S. R. Norsworthy, R. Schreier, G. C. Temes, "Delta-Sigma Data Converters. Theory, Design and Simulation", IEEE Press, 1997.
- [38] J. Citakovic, et al., "A Compact CMOS MEMS Microphone with 66dB SNR", *ISSCC*, pp. 350-351, Feb. 2009.